

**Automatische Impedanzanpassung im
Mikrowellenbereich
mit Ferritphasenschiebern**

D I S S E R T A T I O N
zur
Erlangung des Grades eines
Doktor - Ingenieurs
der
Fakultät für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von
P E T E R K Ö L Z E R
Neuwied

Bochum 1987



**Automatische Impedanzanpassung im
Mikrowellenbereich
mit Ferritphasenschiebern**

D I S S E R T A T I O N

zur

Erlangung des Grades eines

Doktor - Ingenieurs

der

Fakultät für Elektrotechnik

an der Ruhr-Universität Bochum

von

P E T E R K Ö L Z E R

Neuwied

Bochum 1987

Dissertation eingereicht am: 04.05.1987
Tag der mündlichen Prüfung : 10.07.1987

Berichter: Prof. Dr. Hans Severin
Prof. Dr. Florian Haberey

Inhaltsverzeichnis

<u>Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen</u>	v
<u>1. Einleitung</u>	1
<u>2. Konzept für eine Schaltung zur automatischen Anpassung</u>	5
2.1 Leistungsübertragung	5
2.2 Grundsätzlicher Entwurf des Regelsystems	7
2.3 Realisierungsmöglichkeiten für elektronisch arbeitende Anpassungstransformatoren	11
<u>3. Steuerbarer Ferritphasenschieber hoher Einstellgenauigkeit</u>	14
3.1 Aufbau des Reggia-Spencer Phasenschiebers	14
3.2 Mikrowellenverhalten ungesättigter Ferrite	15
3.3 Mechanismus der Phasenänderung	19
3.4 Realisierung	25
3.4.1 Der Phasenschieber	25
3.4.2 Messung der Phasenänderung	26
3.4.3 Elektronische Regelung	30
<u>4. Elektronisch arbeitende Anpassungstransformatoren</u>	34
4.1 E-H-Transformator	34
4.2 L-K-Transformator	39
4.3 Vergleich beider Transformatoren	43
4.4 Experimentelle Ergebnisse	48
<u>5. Entwicklung des Meßglieds</u>	55
5.1 Anforderungen	55
5.2 Netzwerkanalyse	55
5.3 Reflexionsfaktorbestimmung über Betragsmessung	57
5.3.1 Reflektometer	57

5.3.2 Sechstormethode	58
5.3.3 Experimentelle Ergebnisse	62
<u>6. Schaltungen zur automatische Anpassung</u>	66
6.1 Darstellung der Transformationswege im Smith-Diagramm	66
6.2 Anpassungsschaltung mit Messung des komplexen Reflexionsfaktors	70
6.3 Anpassungsschaltung mit Amplitudenkriterium	75
6.4 Anpassungsschaltung mit minimalem Aufwand	82
<u>7. Zusammenfassung</u>	85
<u>8. Literaturverzeichnis</u>	87
<u>9. Anhang</u>	96

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

a	Hohlleitungsbreite (in Kap.4 Dämpfungsmaß)
a_i	Eingangswellenparameter
a_{ii}	Dämpfungsmaß
A_k	Systemkonstante
a_k	Koppelfaktor
a_r	Richtungsämpfung
b	Hohlleitungshöhe
b_i, b_k	Ausgangswellenparameter
B	magnetische Flußdichte
B_k	Systemkonstante
B_{max}	maximal gemessene magnetische Flußdichte
B_{min}	minimal meßbare mag. Flußdichte
B_s	mag. Flußdichte des Streufeldes
c	Breite des Ferritstabs
D	Durchmesser des Ferritstabs
E	Korrekturentscheidung
f	Frequenz
H_0	äußeres statisches Magnetfeld
H_i	inneres statisches Magnetfeld
H_x	x-Komponente des Magnetfelds
I_0	Magnetisierungsstrom
J_0	Besselfunktion der Ordnung 0
k_0	Freiraumwellenzahl
k_{x0}	Seperationskonstante der TE ₁₀ -Welle in Luft
k_{x0}'	Seperationskonstante der LSM ₁₁ -Welle in Luft
k_{xf}	Seperationskonstante der TE ₁₀ -Welle in Ferrit
k_{xf}'	Seperationskonstante der LSM ₁₁ -Welle in Ferrit
K_k	Proportionalitätskonstante
l	Länge der Spule

l_i	Länge der Stichleitung i
l_{24}	variable Länge
M	Magnetisierung
M_s	Sättigungsmagnetisierung
M_z	Magnetisierung in z -Richtung
N	Entmagnetisierungsfaktor
n	Windungsanzahl
p	Systemkonstante, (in Kap.2 Systemzustand)
$p_{0,1}$	erste Nullstelle der Besselfunktion J_0
P_a	aufgenommene Wirkleistung
P_i, P_i'	Ortspunkte im Smith-Diagramm
P_L	von einer Last aufgenommene Wirkleistung
P_k	gemessene Leistung am Tor k
P_Q	Verfügbare Wirkleistung
q_k	Systemkonstante
r	Verhältnis von Ausbreitungskonstanten
r_g	Systemkonstante
r_E	Eingangsreflexionsfaktor
r_L	Lastreflexionsfaktor
r_{min}	Schranke
(S)	Streumatrix
(S^A)	Streumatrix einer Leitung veränderbarer Länge
(S^V)	Streumatrix einer Verzweigung
S_{ij}, S_{ii}	Streumatrixelemente
S_{12}	Streumatrixelement eines Transformators
t_{ges}	Gesamtzeit der Regelung
t_E	Entscheidungszeit
t_G	Zeit zur Einstellung des Grundzustandes
t_M	Zeit zur Erfassung der Meßdaten
t_{PH}	Einstellzeit der Phasenschieber
t_V	Zeit zur Meßdatenverarbeitung
T	Zahl der Schritte
U_0	Spannung proportional zum Magnetisierungsstrom I_0

U_e	Amplitude der hinlaufenden Welle
U_r	Amplitude der reflektierten Welle
U_{Di}	Diодenspannungen
U_H	Hallspannung
$\bar{U}_H, \tilde{U}_H$	von der Hallspannung abgeleitete Größen
U_s, U_{s1}	Steuerspannung
X_k	Systemkonstanten
X_p	Parallelreaktanzen
X_s	Serienreaktanzen
y_k	Systemkonstanten
z_i	Sondenabstände
Z	Impedanz
Z_e	Eingangsimpedanz
Z_H	Hohlleitungswellenwiderstand
Z_L, Z_{Li}	Lastimpedanz
α_{11}	Dämpfungskonstante der LSM ₁₁ -Welle
β_0	Phasenkonstante im freien Raum
β_{10}	Phasenkonstante der gestörten TE ₁₀ -Welle
γ	gyromagnetisches Verhältnis
γ_{11}	Ausbreitungskonstante der LSM ₁₁ -Welle
$\delta S_{22} _{EH}$	Betragsfehler von S_{22} des E-H-Transformators
$\delta \arg(S_{22})_{EH}$	Phasenfehler von S_{22} des E-H-Transformators
$\delta S_{22} _{LK}$	Betragsfehler von S_{22} des L-K-Transformators
$\delta \arg(S_{22})_{LK}$	Phasenfehler von S_{22} des L-K-Transformators
δr	Fehler des Reflexionsfaktors
$\delta(\Delta\phi_{ii})$	Fehler des Phasenschiebers
$\delta\psi_i$	Fehler der Winkelfunktion ψ_i
δe	dielektr. Verlustwinkel
δ_{ii}	Winkelgröße
Δl	veränderliche Leitungslänge
$\Delta\phi, \Delta\phi_{ii}$	Phasenänderung
ΔT	Temperaturänderung
ϵ_r	realitve Dielektrizitätszahl

η	Wirkungsgrad
x	Komponente des Permeabilitätstensors
x'	Realteil von x
x_p	Komponente des POLDER-Tensors
λ_0	Wellenlänge im freien Raum
λ	Wellenlänge
λ_g	Hohlleitungswellenlänge
$\langle \mu \rangle$	Permeabilitätstensor
μ	Komponente des Permeabilitätstensors
μ'	Realteil von μ
μ_0	Permeabilitätszahl des freien Raumes
μ_{eff}	effektive Permeabilität
μ_p	Komponente des POLDER-Tensors
μ_z	Komponente des Permeabilitätstensors
μ_{zp}	Komponente des POLDER-Tensors
ξ	Koppelfaktor
ψ_{ij}, ψ_i	Winkelgrößen
ϕ_0	Phase der leeren Hohlleitung ohne Ferriteinsatz
ϕ_L	Phase des Lastreflexionsfaktors
ψ_i	Winkelfunktion
ω	Kreisfrequenz
ω_m	charakteristische Frequenz

1. Einleitung

Ein zentrales Problem der Mikrowellentechnik ist das der Anpassung verschiedener Leitungsbaulemente und in einem System damit die Anpassung des Generator an den Verbraucher. Dies ist je nach Anforderung entweder mit Hilfe festeingestellter Anpassungselemente oder mit abstimmbaren Transformatoren erreichbar [1]. Das zweite Verfahren wird dann angewendet, wenn in Meßsystemen unterschiedliche Lastimpedanzen untersucht werden oder wenn die Lastimpedanz unterschiedliche Werte annehmen kann und die Anpassung daher einen einstellbaren Transformator erfordert. Eine Automatisierung dieses Anpassungsvorgangs ist zweckmäßig, wenn die Last sich z.B. durch äußere Einflüsse fortlaufend ändert. Dieses Problem tritt bei Mikrowellenanwendungen im industriellen Bereich [2], in der Medizin [3], und in der Satellitentechnik [4] auf.

Für die kunststoff- oder gummiverarbeitenden Industrie ist eine Reihe von Mikrowellenerwärmungsanlagen entwickelt worden, durch die mit Hilfe der HF-Energie elektrisch verlustbehaftete und möglichst schlecht wärmeleitende Materialien (Kautschuk, Gummi, Fiberglas, etc.) bei ihrer Verarbeitung erwärmt oder im Herstellungsprozess getrocknet (z.B. Papier) werden [5]. Im Nahrungsmittelbereich kann Mikrowellenstrahlung auch zur Sterilisierung eingesetzt werden [2]. Materialeigenschaften und Geometrie des zu bestrahlenden Objekts haben entscheidenden Einfluß auf die Umwandlung der Hochfrequenzenergie in Wärme. Die vom Objekt reflektierte Energie kann den Wirkungsgrad erheblich reduzieren. Zwar läßt sich die Rückwirkung auf den Generator z.B. durch ein nichtreziprokes Dämpfungsglied vermeiden, aber die in diesem umgesetzte Energie geht der Bestrahlung

verloren. Effektiver wäre es daher, wenn sich der Generator durch eine geeignete Steuerungsmaßnahme auf das jeweilige Erwärmungsgut anpassen würde.

Ein ähnliches Anpassungsproblem tritt in der Medizin bei der Hyperthermie (Überwärmung, künstliches Fieber) durch Mikrowellenbestrahlung auf. Diese findet Anwendungen bei schweren Formen rheumatischer Erkrankungen der Gelenke, Muskeln und Nerven [6] oder zur relativen Steigerung der Empfindlichkeit von Tumorgewebe gegenüber ionisierenden Strahlen [7]. Bei der Mikrowellenthermographie wird für die Entdeckung von Tumoren und Geschwülsten der Befund ausgenutzt, daß krankhaftes Gewebe nach einer Mikrowellenbestrahlung andere thermische und elektrische Eigenschaften aufweist als das umgebende gesunde Gewebe und daher durch das Temperaturprofil des gesamten Bereichs feststellbar ist [8]. In beiden Fällen ändert sich aufgrund der Erwärmung die elektrischen Eigenschaften des Gewebes, so daß auch hier eine automatische Nachführung der Anpassung aus Dosierungsgründen notwendig ist.

Ein weiteres ähnlich geartetes Anpassungsproblem kann bei Nachrichtenverbindungen über Satelliten auftreten, wenn es z.B. durch solare Aktivitäten (hochenergetische Strahlung und Partikelflüsse), die zur Photoemission und Sekundärelektronenemission des Oberflächenmaterials führen, zu komplizierten, sich ändernden Dichtestrukturen von Ladungsträgern um eine Satellitenantenne kommt [4]. Um die dadurch bedingten Schwankungen der von der Antenne abgestrahlte Leistung zu vermeiden, muß die variierende Antennenimpedanz fortlaufend angepaßt werden.

In den beschriebenen und ähnlichen Fällen müssen die

Sendeanlagen zum Abgleich an die sich ändernden Bedingungen Steuereinrichtungen aufweisen, die eine Minimierung der reflektierten Leistung in Abhängigkeit von Änderungen des Objektes zum Ziel haben. Bekannt sind bereits einige Arbeiten auf diesem Gebiet, denen elektromechanische Transformationsnetzwerke (Tuner) zugrunde liegen: Eine selbstanpassende Erwärmungsanlage in Hohlleitungstechnik zur schnellen Trocknung bedruckten Papiers [9] besitzt als Tuner einen motorisch einstellbaren Gleitschraubentransformator, eine Weiterentwicklung arbeitet statt dessen mit Tauchstiften als variable Blindelemente [10]. Ein anderer selbstabgleichender Mikrowellentransformator wurde mit einem E-H-Tuner realisiert, dessen Kurzschlußschieber durch Schrittmotoren in ihrer Positionen verändert werden [11]. Ein ähnlicher E-H-Tuner mit großer Genauigkeit und sehr geringen Verlusten wird in einem Rauschoptimierungsmeßplatz für das mm-Wellengebiet eingesetzt [12].

Allen mechanischen Anpassungselementen ist gemeinsam, daß sie Einstellzeiten von einigen Sekunden benötigen, mechanischem Verschleiß unterliegen und daher wartungsbedürftig sind. Elektronisch arbeitende Tuner könnten diese Nachteile vermeiden und zudem sehr kurze Einstellzeiten erreichen.

In der vorliegende Arbeit werden daher Schaltungen zur automatische Anpassung mit elektronischen Tunern untersucht. Zu deren Realisierung ist es erforderlich, daß die zu entwickelnden Anpassungselemente äußerst geringe Verluste aufweisen, um den Transformationsbereich so wenig wie möglich einzuschränken. Hohe Forderungen sind auch an die Einstellgenauigkeit zu stellen, um einen genauen Abgleich wie bei den elektromechanischen Anlagen zu erreichen.



Weitere Kriterien von grundsätzlicher Bedeutung sind die erzielbare Bandbreite und die maximal zulässige Leistung.

Bei allen Überlegungen zum Aufbau des Gesamtsystems muß der Aufwand natürlich in einem wirtschaftlich sinnvollen Rahmen bleiben. Daher wird durch den Einsatz moderner billiger Digitaltechnik der Schaltungsaufwand auf der Mikrowellenseite für die Reflexionsfaktormessung ohne wesentlichen Verlust an Genauigkeit erheblich reduziert. Die Steuerung des Meßvorgangs, die Erfassung und Auswertung der Meßdaten sowie die Durchführung komplexer Regelalgorithmen können in universeller Weise durch einen Mikroprozessor ausgeführt werden.

2. Konzept für eine Schaltung zur automatischen Anpassung

2.1 Leistungsübertragung

Das einfachste Modell einer Mikrowellenschaltung zur Energie- oder Nachrichtenübertragung ist ein geschlossenes Netz aus einer Quelle (Generator), einem passiven Verbraucher (Last) und einem sie verbindenden 2-Tor mit der Streumatrix S . (Bild 2.1).

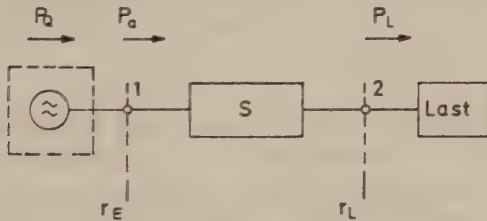


Bild 2.1: Zusammenschaltung eines Generators mit einer Last

Dieses transformiert den Lastreflexionsfaktor r_L in den vom Generator aus gesehenen wirksamen Eingangsreflektionsfaktor

$$r_E = \frac{S_{11} - \det(S) r_L}{1 - S_{22} r_L} \quad . \quad (2.1)$$

Unter der Voraussetzung, daß der Generator an die Anschlußleitung angepaßt ist, wird von der Schaltung die Leistung

$$P_a = P_0 (1 - |r_E|^2) \quad (2.2)$$

aufgenommen, wobei P_0 die verfügbare Wirkleistung des Generators ist. P_a wird maximal und damit gleich der verfügbaren Leistung, wenn

$$r_E = 0 \quad (2.3)$$

(Anpassungsbedingung). Diese Leistungsanpassung ist über eine geeignete Wahl der Streukoeffizienten des Anpassungszweitors in Gl.2.1 zu erreichen (Anpassungstransformation). Ist das Anpassungszweitor reziprok und verlustfrei, dann wird die Forderung $r_E = 0$ durch das Anpassungskriterium

$$S_{22} = r_L^*, \quad |r_L| < 1 \quad (2.4)$$

erfüllt. Diese Bedingung für nur einen Streukoeffizienten ist notwendig und hinreichend. Die Beträge der übrigen Elemente der Streumatrix sind dann infolge der Unitaritätsbedingung festgelegt. Damit jeder beliebige passive Verbraucher mit $|r_L| < 1$ angepaßt werden kann, muß für das Element S_{22} des Transformators jeder Wert in den Schranken

$$\begin{aligned} 0 &\leq |S_{22}| < 1 \\ 0 &\leq \arg(S_{22}) \leq 2\pi \end{aligned} \quad (2.5)$$

einstellbar sein.

Den idealisierten Fall eines verlustlosen 2-Tors gibt es in der Praxis nicht. Wenn man die Verluste im Anpassungs-2-Tor nicht vernachlässigen kann, erhält man die von diesem absorbierte Leistung aus der Differenz der vom Tor 1 aufgenommene Leistung P_a und der von der Last am Tor 2

absorbierten Leistung P_L . Ein Maß für diesen Leistungsverlust ist der Wirkungsgrad [13]

$$\eta = \frac{P_L}{P_A} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_L|^2)}{|1 - r_L S_{22}|^2 - |S_{22} - r_L \det(S)|^2} \quad (2.6)$$

Dieser ist nicht allein von den Eigenschaften des 2 - Tors sondern auch von dem Lastreflexionsfaktor abhängig und gilt für die Übertragungsrichtung von Tor 1 nach Tor 2. Für maximale Leistungsübertragung an die Last ist es erforderlich, erstens ein möglichst verlustarmes Anpassungs-2-Tor zu verwenden ($\eta \approx 1$) und zweitens durch angenäherte Erfüllung des Anpassungskriteriums (Gl.2.4) und damit auch der Anpassungsbedingung (Gl.2.3) zu erreichen, daß der Generator die verfügbare Leistung P_0 abgibt.

2.2 Grundsätzlicher Entwurf des Regelsystems

Bei einer Schaltung zur automatischen Anpassung handelt es sich um ein Extremwertregelsystem [14], bei dem der Ausgang hier einen minimalen Wert ($|r_e| = 0$) bei allen Störungen und Änderungen des in der Regelstrecke verlaufenden Zufallsvorgangs annehmen muß. Dieses Regelsystem besteht aus drei wesentlichen Elementen (Bild 2.2), nämlich aus einem Meßglied zur Identifizierung und Bestimmung einer möglichen Fehlanpassung (durch Messung des Reflexionsfaktors auf der Leitung), einem abstimmbaren Transformator (Stellglied) und dem eigentlichen Regler. Dieser verarbeitet in einem Entscheidungsprozeß die durch die Identifizierung erhaltenen

Informationen über den Zustand des zu regelnden Prozesses und variiert den Transformator nach bestimmten Algorithmen so, daß der Betrag des Eingangsreflektionsfaktors r_E unterhalb eines maximal zulässigen Wertes bleibt. Bei

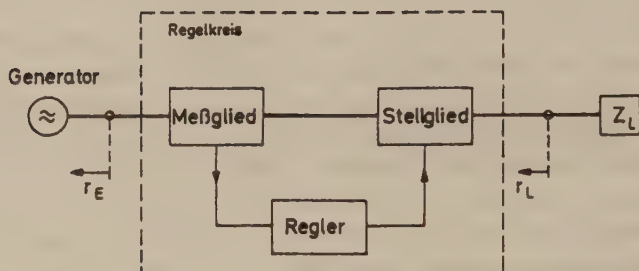


Bild 2.2: Blockschaltbild einer autom. Anpassungsschaltung

idealem Verhalten des Tuners und vollständiger Identifizierung des Systems ist die Vorschrift zur Wandlung der Meßgliedinformation in eine Stellgliedeinstellung eindeutig analytisch angebar und führt unmittelbar in einem einzigen Schritt zum Ziel. Allerdings werden in der Praxis einerseits Fehler des Meßgliedes nur eine ungenaue Information über den tatsächlichen Zustand der Regelstrecke liefern und andererseits im Tuner selbst Verluste sowie parasitäre Effekte auftreten. Beides wird eine Transformation bewirken, die vom idealen Fall abweicht. Daher wird die Anpassung nicht in einem einzigen Schritt erreicht. Es ist also eine Transformation in mehreren Schritten notwendig, bei der fortlaufend in bestimmten Zeitabständen der Ablauf des Regelprozesses kontrolliert und mit dem erwarteten Ergebnis verglichen wird, wobei die

Regelparameter so korrigiert werden, daß das gewünschte Ziel erreicht wird (Lern- oder Adaptionssystem mit parallelem Vergleichsmodell [14]).

Ein anderer Fall liegt vor, wenn die Informationen über die Fehlanpassung unvollständig sind, z.B. bei Messung nur des Reflektionsfaktorbetrages. Dann läßt sich auch theoretisch kein analytischer Zusammenhang zwischen Meßgröße und den optimalen Stellgrößen angeben. Benötigt wird nun ein selbstoptimierendes Regelsystem, das mit einem suchalgorithmischen Entscheidungsprozeß (Hill-Climbing) ausgestattet ist, der den Extremwert ($|r_E| \approx 0$) mittels diskreter Such- oder Testschritte einstellt. Es gibt eine Anzahl von Suchalgorithmen, angefangen mit der statistischen Suche bishin zur Gradientenmethode [15]. Für das vorliegende Problem ist ein anfangs schnell konvergierender Adaptionsvorgang von Vorteil, der mehr auf den Gesichtspunkt der Schnelligkeit als auf den der Genauigkeit Wert legt, weil man am genauen Erreichen des Extremwertes ($r_E \approx 0$) gar nicht so sehr interessiert ist, wohl aber an der Schnelligkeit, mit der man in die Nähe des Extremwertes gelangt. Dies kann durch ein lernfähiges System erreicht werden, bei dem die Zufälligkeit der Suche mit zunehmender Kenntnis über das System geringer wird.

Für beide Fälle kann der Transformationsprozeß als rekursive Beziehung der Form

$$p^T = F(p^{T-1}, E^{T-1}) \quad T = 1, 2, \dots, N \quad (2.7)$$

geschrieben werden, wobei p der Systemzustand, E die Korrekturentscheidung und T die Zahl der Schritte beschreibt [16].

Die digitale Rechentechnik bietet für die Realisierung adaptiver Regelsysteme wesentlich günstigere und preiswertere Möglichkeiten als die analoge Technik. Die Festlegung der Funktionen des digitalen Reglers durch Software bedeutet eine große Flexibilität bezüglich Aufgabenlösung und Änderungsmöglichkeiten. So lassen sich auch kompliziertere mathematische Probleme lösen und Aufgaben wie die suchalgorithmischen Optimierung ausführen, die von analogen Regelungen nicht ausgeführt werden können. Im Bild 2.3 ist das Blockschaltbild des DDC (Direct Digital Control) - Kreises dargestellt:

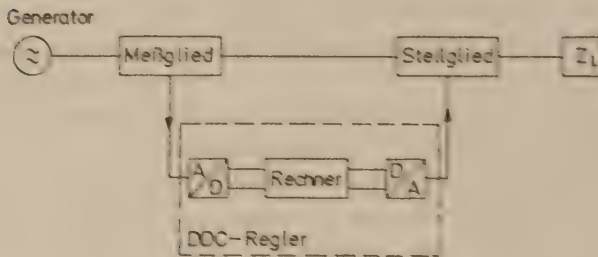


Bild 2.3: Blockschaltbild eines DDC - Kreises

Für eine Optimierung des Regelkreises müssen die Eigenschaften aller drei Elemente (Meßglied, Stellglied, Regler) berücksichtigt werden. So erfolgt bei der Darstellung kontinuierlicher Signale durch einen digitalen Rechner neben der durch die taktgebende Arbeitsweise bedingte zeitliche Diskretisierung noch eine Amplitudenquantisierung, die maßgeblich Einfluß auf die Genauigkeit und das Auflösungsvermögen des Systems hat. Diese werden

zudem noch entscheidender beeinflusst durch die Einstellgenauigkeit und das Auflösungsvermögen des benutzten Tuners. Die Geschwindigkeit der Regelung wird neben der Einstellzeit des Tuners vor allen Dingen durch die Rechenzeit des Regelalgorithmus bestimmt. Je nachdem, welche Meßmethode zur Bestimmung der Fehlanpassung zum Einsatz kommt, können sich hier große Unterschiede ergeben.

2.3 Realisierungsmöglichkeiten für elektronisch arbeitende Anpassungstransformatoren.

Die Realisierung von einstellbaren über einen großen Frequenzbereich gehenden Anpassungstransformatoren scheitert an den schmalbandigen Eigenschaften der benutzten Leitungsbauelemente. Bekannt sind mechanisch einstellbare Anpassungstransformatoren, die entweder die Transformationseigenschaften von Leitungsstücken ausnützen, wie Zwei- oder Dreistichleitungstransformator, E-H-Tuner, oder die konzentrierte Blindelemente als Anpassungselemente besitzen, Gleit- und Dreischraubentransformator.

Bei der ersten Gruppe von Transformatoren werden durch Stichleitungen Reaktanzen im Bereich von $+\infty$ bis $-\infty$ in Serie oder parallel zur Hauptleitung geschaltet. Zum gleichen Ergebnis gelangt man auch, wenn bei festen mechanischen Längen der Stichleitungen deren elektrische Längen durch eingefügte reziproke, abstimmbare Phasenschieber eingestellt werden kann [17]. Dabei auftretenden Verluste vermindern allerdings den Einstellbereich dieser Stichleitungen.

Grundvoraussetzung für dieses Konzept sind daher Phasenschieber mit einer äußerst geringen Einfügungsdämpfung.

Steuerbare Phasenschieber im Mikrowellenbereich arbeiten entweder mit Halbleiterdioden oder magnetisiertem Ferrit. Beide Verfahren lassen sowohl den Bau analoger als auch digitaler Phasenschieber zu. Bei Phasenschiebern mit Halbleiterdioden werden für kontinuierliche Phasensteuerung Kapazitätsdioden als steuerbare Reaktanzen [18],[19], für stufenweisen Phasenänderung PIN-Dioden als Schalter in Leitungsnetzwerken eingesetzt [20],[21]. Schnelle Steuerbarkeit mit einfachen Treibern, kaum merkbare Temperaturabhängigkeit, kleine Abmessungen und geringe Kosten sind hervorzuhebende Merkmale dieser Phasenschiebertypen. Da jedoch die Einfügungsdämpfung von Dioden proportional mit der Frequenz wächst, sind bei Frequenzen über 2 GHz die Verluste in Diodenphasenschieber ab 2 GHz höher als in Ferritphasenschieber [22]. Letztere können so konstruiert werden, daß sie auch bei großer Phasenschiebung und hoher Belastbarkeit geringe Einfügungsdämpfung und kleinen Reflexionsfaktor aufweisen. Nachteilig wirkt sich bei ihnen die Temperaturabhängigkeit des Ferritmaterials aus. Die Wirkungsweise der zahlreichen Ferritphasenschiebertypen beruht auf der durch die Magnetisierung hervorgerufene Änderung der Mikrowelleneigenschaften des Ferrits. Dies führt je nach Konstruktion durch die Wechselwirkung des Ferrits mit der elektromagnetischen Welle zu einer reziproken oder nichtreziproken Phasenänderung. Aus der Gruppe der reziproken Ferritphasenschieber wird für das vorliegende Problem der Typ ausgewählt, der die geringste Einfügungsdämpfung aufweist: Das ist der Reggia-Spencer-Phasenschieber, auf den im nächsten Kapitel noch ausführlich

eingegangen wird.

Schließlich ist noch die Frage nach dem Frequenzbereich für die Realisierung der hier zu entwickelnden Schaltung zur automatischen Anpassung zu klären. Für die Nutzung von Mikrowellen in Industrie, Wissenschaft und Medizin (ISM) sind durch die World Administrative Radio Conference (WARC), 1979 international bestimmte Frequenzen festgelegt worden, bei denen entsprechende

Zugeteilte Frequenzen für ISM
915 MHz
2.45 GHz
5.80 GHz
24.25 GHz

Tabelle 2.1

Frequenzen einiger Satelliten (Abwärtsstrecke)	
DFS - Kopernikus	11 u.12 GHz
L - SAT/OLYMPUS	12 u.20 GHz
INSAT	2.5 u.4 GHz
CS - 2(Sakura 2)	4 u. 20 GHz

Tabelle 2.2

Anlagen und Systeme betrieben werden dürfen [23]. Sie liegen im gesamten Bereich zwischen 900 MHz und 24 GHz verteilt (Tabelle 2.1). Auch bei den Sendefrequenzen (Abwärtsstrecke) von Fernmelde-, Fernseh- und Wettersatelliten gibt es eine breite Streuung der genutzten Frequenzen (Tabelle 2.2) [24],[25]. Hier wird eine Schaltung zur automatischen Anpassung exemplarisch für eine bestimmte Frequenz entwickelt, wobei aus praktischen Erwägungen das X-Band (8.5 ... 12.4 GHz) gewählt wurde.

3. Steuerbarer Ferritphasenschieber hoher Einstellgenauigkeit

3.1 Aufbau des REGGIA-SPENCER Phasenschiebers

Beim REGGIA-SPENCER-Phasenschieber [26] wird der Ferritstab in einer Rechteckhohlleitung angeordnet und einem longitudinalen Magnetfeld ausgesetzt. Diese Struktur weist ein sehr günstiges Abstimmverhalten auf, weil im magnetisch

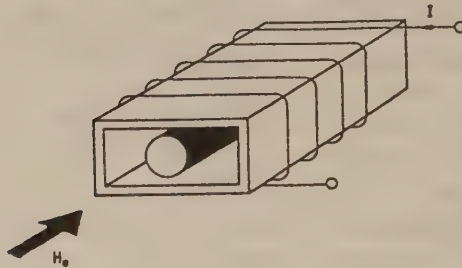


Bild 3.1: REGGIA-SPENCER Phasenschieber

ungesättigten Bereich der Ferrit über relativ kleine Änderungen der Magnetisierungsfeldstärke beträchtliche Änderungen der Phase erzielt werden. Das longitudinale Magnetfeld kann durch eine auf die Hohlleitung gewickelte Spule erzeugt werden (Bild 3.1). Die Konstruktion des REGGIA-SPENCER-Phasenschiebers ist also denkbar einfach. Anstelle eines runden Ferritstabs sind auch quadratische oder rechteckförmige Querschnitte möglich.

Der REGGIA-SPENCER-Phasenschieber weist keinen geschlossenen ferrimagnetischen Kreis auf, so daß im Gegensatz zu

Remanenzphasenschiebern (Latching-Prinzip [27]) immer ein äußeres Magnetfeld erforderlich ist, um den Arbeitspunkt zu halten. Damit ist auch das sogenannte "flux-feedback" - Verfahren [28] nicht anwendbar, das bei Ferritphasenschiebern mit einem geschlossenen ferrimagnetischen Kreis (z.B. Toroid [27], Dual Mode [29]) trotz der Hysterese des Ferrits für eine genaue Einstellung der Phase sorgt. Um die Vorzüge der großen Phasenänderung bei kleinem magnetischen Steuerfeld und insbesondere der sehr geringen Einfügungsdämpfung beim REGGIA-SPENCER-Phasenschieber auch mit hoher Einstellgenauigkeit nutzen zu können, wird ein neues Verfahren zur Einstellung des Magnetfeldes benötigt. Für die Entwicklung eines solchen Verfahrens geht man zweckmäßig von der Wirkungsweise dieses Phasenschiebers aus.

3.2 Mikrowellenverhalten ungesättigter Ferrite

Das Mikrowellenverhalten magnetisch gesättigter Ferrite konnte schon sehr früh mit Hilfe des POLDER-Tensors [30] erklärt werden. Für den magnetisch ungesättigten Bereich besitzt dieser allerdings keine Gültigkeit und muß durch einen allgemeineren Permeabilitätstensor ersetzt werden, der für ein Ferritmaterial, das z.B. in z-Richtung einem Gleichfeld H_0 ausgesetzt ist, die Form

$$\langle \mu \rangle = \begin{pmatrix} \mu & j\kappa & 0 \\ -j\kappa & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

gilt. Während sich im Sättigungszustand die Elemente μ_p und μ_z des Poldertensors durch die Modellvorstellung

präzessierender Spins über die Bewegungsgleichung des Magnetisierungsvektors berechnen lassen und $\mu_z = 1$ ist, gibt es im ungesättigten Bereich für die Abhängigkeit von μ , μ_z und x vom statischen Magnetfeld und von der Frequenz aufgrund der sehr komplizierten Kristall- und Domänenstruktur keine befriedigende Theorie. Die Kenntnisse über das Mikrowellenverhalten ungesättigter Ferrite beruhen größtenteils auf experimentellen Arbeiten.

Immerhin existieren aber einige theoretische Ansätze, die mit Hilfe vereinfachender Annahmen für meistens idealisierte Domänenmodelle formelmäßige Abschätzungen für die Tensorelemente liefern. So erhält RADO [31] unter der stark einschränkenden Voraussetzung, daß die Kreisfrequenz ω des Mikrowellenfeldes wesentlich höher ist als die charakteristische Frequenz $\omega_m = \gamma M_s$ (M_s Sättigungsmagnetisierung, $\gamma = 0.22 \text{ MHz/(A/m)}$) durch Mittelung der aus der Bewegungsgleichung des Magnetisierungsvektors sich ergebenden Werte über die Domänen des magnetisch ungesättigten Ferrits bei Vernachlässigung der Verluste näherungsweise

$$\mu = \mu_z = 1, \quad x = -\gamma M / \omega \quad (3.2a, b)$$

(Magnetisierung $M < M_s$). Messungen [32],[33] zeigen bei Einhaltung der Voraussetzung $\omega \gg \omega_m$ gute Übereinstimmung mit der Radoschen Näherung. Sie lassen ferner erkennen, daß der durch Gl.(3.2b) beschriebene Verlauf von x auch für Frequenzen $\omega \leq \omega_m$ relativ gut wiedergegeben wird, während dies für die Unabhängigkeit der Hauptdiagonalelemente vom Magnetisierungszustand nicht mehr zutrifft: μ und μ_z sind dann nämlich bei schwachen Magnetfeldern H_0 ($\gamma H_0 < \omega$) stets kleiner als 1 und nähern sich erst mit wachsender

Magnetisierung diesem Wert. Bei vielen praktischen Anwendungen magnetisch ungesättigter Ferrite ist die Voraussetzung $\omega \gg \omega_m$ nicht erfüllt, so daß die Radosche Näherung zumindest für die Hauptdiagonalelemente nicht brauchbar ist.

Daher haben IGARASHI u. NAITO [34],[35] ein anderes Modell zur Berechnung der Hauptdiagonalelemente μ und μ_z entwickelt, bei dem keine Einschränkung für die Frequenz gemacht wird. Ausgehend von einer im unmagnetisierten Zustand idealisierten Anordnung antiparallel ausgerichteter Domänen gelangen sie durch Interpolation und durch geometrische Mittelung über statistisch verteilte Domänen zu folgenden Ausdrücken für die Hauptdiagonalelemente:

$$\mu = \frac{2}{3} \left[\sqrt{\mu_p^2 - x_p^2} \left(1 - \left(\frac{M_z}{M_s} \right)^2 \right) + \mu_p \cdot \left(\frac{M_z}{M_s} \right)^2 \right] + \frac{1}{3} \quad , \quad (3.3a)$$

$$\mu_z = 1 + (\mu_p - 1) \cdot \left(1 - \left(\frac{M_z}{M_s} \right)^2 \right) \quad . \quad (3.3b)$$

Wegen der in dieser Theorie nicht vernachlässigten Verluste sind μ und μ_z im allgemeinen komplexe Größen. Für genügend hohe Frequenzen, nämlich für

$$\omega / \gamma M_s \geq 3 / \sqrt{5} \quad (3.4)$$

sind auch die magnetischen Verluste bei niedrigen Werten des statischen Feldes so klein, daß die Imaginärteile der Tensorelemente vernachlässigbar sind [34]. Die Realteile μ' und μ_z' sind dann im ungesättigten Bereich stets kleiner als die entsprechenden Elemente des POLDER-Tensors. Die Messungen zeigen eine gute Übereinstimmung mit dem nach

G1.(3.3) berechneten Verlauf von μ und μ_z . Bei Erfüllung von G1.(3.4) werden die Imaginärteile der Hauptdiagonalelemente in der Größenordnung von 10^{-3} gefunden [33],[34]. Leider haben IGARASHI und NAITO nicht auch das Nebendiagonalelement x nach ihren Modellvorstellungen berechnet und es versäumt zu untersuchen, inwieweit dieses mit dem Ergebnis von RADO übereinstimmen würde.

Die beiden kurz skizzierten Modelle können Hystereseeerscheinungen, die bei Messungen der Tensorelemente im ungesättigten Bereich bei einigen Ferritmaterialien beobachtet wurden [33], nicht erklären. Ein erster theoretischer Hinweis für die Existenz solcher Hystereseeffekte gelang SCHLÖMANN [36]. Er geht von einer kreiszylindrischen Anordnung antiparallel magnetisierter Domänen aus, und berücksichtigt die aufgrund der Stetigkeitsbedingung an den Domänengrenzen bestehende Kopplung des magnetischen Wechselfelds einer Domäne mit den Feldern der angrenzenden Domänen. Die numerische Auswertung zeigt bei der Umkehrung eines außen angelegten Gleichfeldes im Verlauf der Tensorelemente Hystereseverhalten, das um so stärker ausgeprägt ist, je niedriger die Frequenz und je kleiner die Zahl der angenommenen Domänen in der Volumeneinheit ist. In einer Erweiterung des Modells von SCHLÖMANN untersucht FÜNFZIG [37] den Einfluß nichtmagnetischer Einschlüsse und kommt zu dem Ergebnis, daß Porosität des Ferritmaterials zu einem stärkeren Hystereseverhalten führt, in Übereinstimmung mit Messungen an porösen, polykristallinen Ferriten [33].

Bei aller Unvollkommenheit der Theorien von RADO sowie von IGARASHI und NAITO geben die von diesen gewonnenen Formeln (3.2b) und (3.3a,b) den gemessenen Verlauf von x , μ und μ_z

für Ferrite geringer Porosität gut wieder. Von den in [33] untersuchten Materialien zeigt allein Yttrium-Eisen-Granat*) keine Hystereseeffekte. Daher wurden dieser Ferrit hier zum Bau der Phasenschieber verwendet, und die Formeln von RADO sowie von IGARASHI und NAITO für die überschlägigen Rechnungen im nächsten Abschnitt genutzt.

3.3 Mechanismus der Phasenänderung

Bis heute gibt es keine exakte Theorie für die Funktionsweise des REGGIA-SPENCER-Phasenschiebers. Die Phasenänderung und deren Abhängigkeit vom verwendeten Ferritmaterial, der Hohlleitungsstruktur, dem angelegten statischen Magnetfeld und der Frequenz wird weiterhin phänomenologisch [38],[39] oder mit Hilfe mathematischer Näherungsverfahren [40],[41] erklärt.

Handelt es sich um einen bezogen auf die Wellenlänge dünnen Ferritstab in der Achse der Rechteckhohlleitung, so ist weiterhin nur die Grundwelle der Hohlleitung als gestörte TE_{10} -Welle ausbreitungsfähig. In der Praxis werden jedoch meist dicke Stäbe mit Durchmessern bis zur Größenordnung der Materialwellenlänge benutzt. In diesem Fall konzentriert sich das Feld der elektromagnetischen Welle mehr und mehr im Ferritstab und wird durch diesen wirksam geführt [42]. VON AULOCK [38] betrachtet dann den Ferritstab als dielektrische Leitung und vernachlässigt die Wirkung der Hohlleitungswände. Die Ausbreitungskonstante der Grundwelle steigt mit der Konzentration des Feldes im Stab rapide an, bis sie für den verlustfrei angenommenen Stab ihren höchsten

*) YIG G-113, Trans-Tech, Gaithersburg, Maryland, USA

Wert

$$\Gamma_{\max} = k_0 (\epsilon_r \mu_z)^{1/2} \quad (3.5)$$

erreicht. Für Durchmesser

$$\frac{D}{\lambda_0} \geq \frac{p_{0,1}}{\pi (\epsilon_r \mu_z)^{1/2}}, \quad (3.6)$$

wobei $p_{0,1} = 2.4$ die erste Nullstelle der Besselfunktion J_0 ist, wird der nächsthöhere Wellentyp ausbreitungsfähig, wodurch Faraday-Rotation eintreten kann. Größtmögliche Änderung der Ausbreitungskonstante und damit optimale Phasenverschiebung werden erreicht, wenn dieser Wellentyp gerade noch nicht ausbreitungsfähig ist. Dazu kann man entweder den Durchmesser D des Ferritstabes geeignet wählen oder dessen Leitungseigenschaften durch μ_z über die longitudinale Magnetisierung beeinflussen.

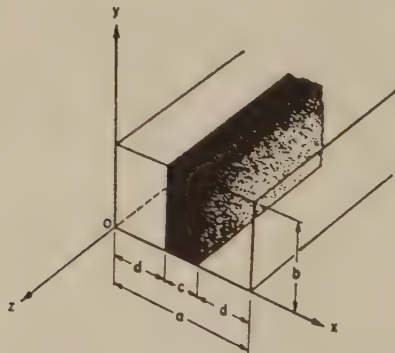


Bild 3.2: Hohlleitung mit rechteckförmigen Ferriteinsatz

In einer anderen Theorie [41] wird als Modell für die Hohlleitungsstruktur mit einem runden Ferritstab endlicher Länge von einer homogenen Hohlleitung mit einem über die gesamte Leitungshöhe gehenden Ferriteinsatz endlicher Breite (Bild 3.2) ausgegangen. Ähnlich wie bei einer mit einem dielektrischen Stab belasteten Rechteckhohlleitung [43] ist eine gestörte TE_{10} -Welle ausbreitungsfähig. Bei Magnetisierung des Ferrits wird über das Nebendiagonalelement x des Permeabilitätstensors zusätzlich ein hybrider Wellentyp angeregt, der senkrecht zur dominanten TE_{10} -Welle polarisiert ist. Bei schwacher Magnetisierung ist dieser Wellentyp (LSM_{11} -Typ, Longitudinal Section Magnetic Mode, mit $H_x = 0$) zunächst nicht ausbreitungsfähig ($\gamma_{11} = \alpha_{11}$). Tritt durch weitere Erhöhung der Magnetisierung Ausbreitungsfähigkeit ein, so kann Faraday-Rotation mit größeren periodischen Verlusten die Folge sein.

Die reziproke Phasenänderung kommt in diesem Modell durch die magnetfeldkontrollierte gyromagnetische "Kopplung" der gestörten TE_{10} -Welle und der nicht ausbreitungsfähigen LSM_{11} -Welle zustande [44], wobei der "Koppelfaktor" wiederum für den verlustfrei angenommenen Fall zu

$$\xi = (x/\mu) F(\langle \mu \rangle, \epsilon_r, \text{Geometrie})^{*}) \quad (3.7)$$

erhalten wird. Die Phasenverschiebung ergibt sich zu

$$\frac{\Delta \Phi}{\Phi_0} = \frac{\beta_{10} - \beta_0}{\beta_0} = \left[\frac{(1-r^2) + [(1+r^2)^2 - 4r^2 \xi^2]^{1/2}}{2(1-\xi^2)} \right]^{1/2} - 1 \quad (3.8)$$

^{*)} Der etwas umfangreiche Ausdruck für F ist im Anhang wiedergeben.

β_0 ist dabei die Phasenkonstante der TE_{10} -Welle für den unmagnetisierten Zustand, r ist das Verhältnis der Dämpfungskonstante α_{11} der LSM_{11} -Welle zur Phasenkonstante β_{10} des Wellentyps TE_{10} bei Magnetisierung. Die größte Phasenänderung erhält man für $r \rightarrow 0$, wenn also der LSM_{11} -Typ kurz vor seiner Ausbreitungsfähigkeit steht. Für diesen Fall vereinfacht sich Gl.(3.8) zu

$$\frac{\Delta\phi}{\phi_0} = \frac{1}{(1-\xi^2)^{1/2}} - 1 \quad (3.9)$$

Der Grenzwert $r \rightarrow 0$ kann durch geeignete Wahl der Dicke c des Ferriteinsatzes (s. Bild 3.2) erreicht werden (analog zur Dimensionierung des Ferritsabdurchmesser nach der Theorie von V. AULOCK).

Mit Gl.(3.9) hängt die Phasenverschiebung bei vorgegebener Geometrie und Wellenlänge über den Koppelfaktor ξ von der Dielektrizitätszahl und den Permeabilitätstensorelementen μ und κ ab, die ihrerseits eine Funktion der Magnetisierung M_z sind (Gln.3.2b u. 3.3a,b). Die numerische Auswertung von Gl.(3.7) und (3.8) liefert die für diese Hohlleitungsstruktur nach der Rechnung zu erwartenden Phasenwerte. Bild 3.3 zeigt die normierte Phasenänderung in Abhängigkeit von der Magnetisierung für verschiedene Frequenzen. Die starke Frequenzabhängigkeit kann durch eine Verringerung des Verhältnisses von Hohlleitungshöhe zu Hohlleitungsbreite ohne Einbuße an Phasenänderung reduziert werden (Bild 3.4). Wie empfindlich das Verhalten des Phasenschiebers auf die Dicke des Ferrits reagiert, wird in Bild 3.5 deutlich. Nur in einem kleinen Bereich von Ferritstabdicke zu Hohlleitungsbreite ist eine wirksame

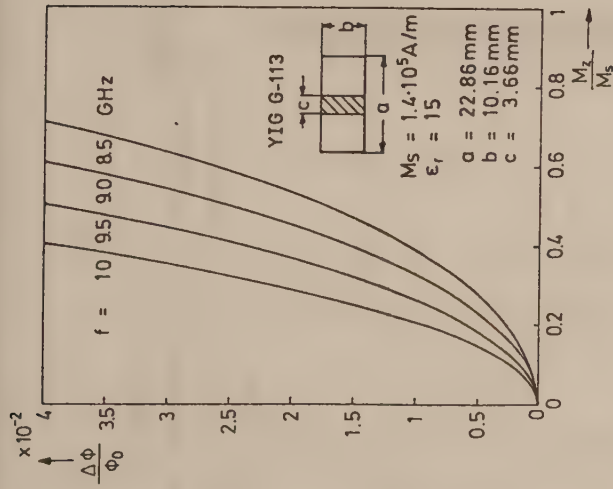


Bild 3.3:

Phasenänderung in Abhängigkeit von der Magnetisierung für verschiedene Frequenzen

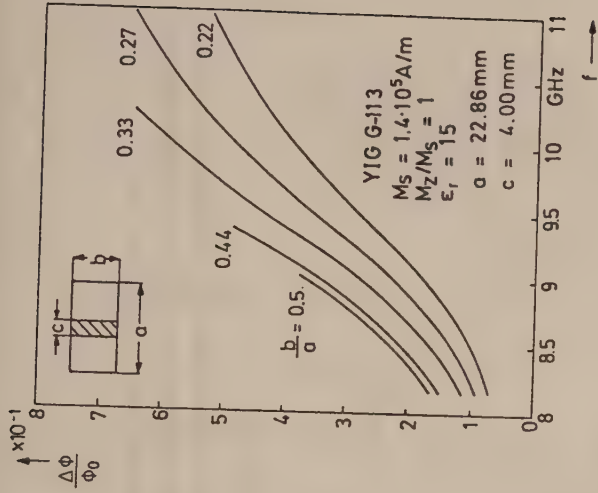


Bild 3.4:

Phasenänderung in Abhängigkeit von der Frequenz für verschiedene Hohlleitungshöhen

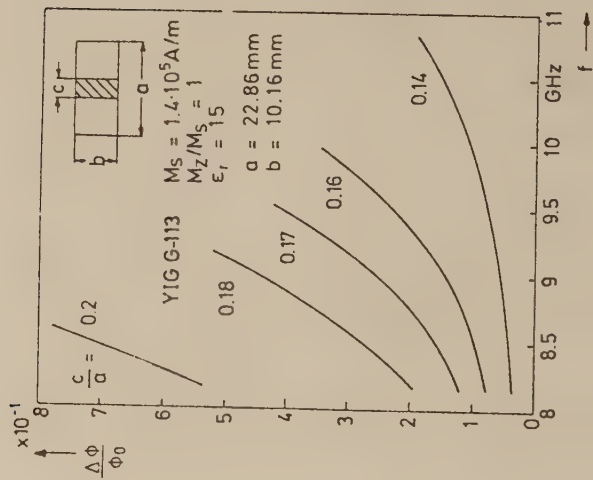


Bild 3.5:

Phasenänderung in Abhängigkeit von der Frequenz für verschiedene Ferritstabdicken

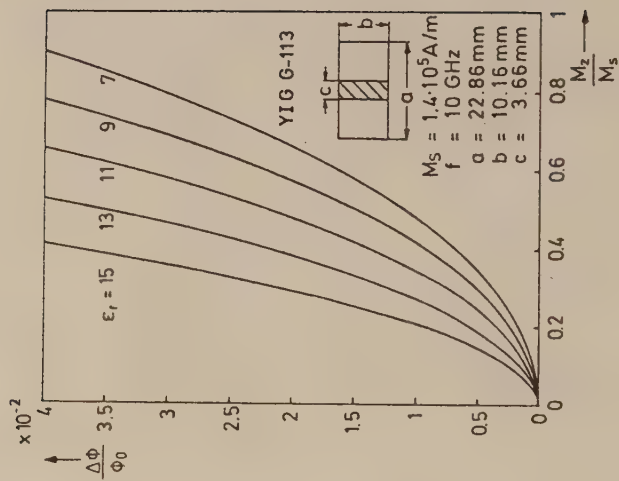


Bild 3.6:

Phasenänderung in Abhängigkeit von der Magnetisierung für verschiedene Dielektrizitätszahlen ϵ_r

Phasenverschiebung ohne das Einsetzen der Faradayrotation möglich. Mit wachsenden Werten von c/a wird zudem der nutzbare Frequenzbereich eingengt. Die Dielektrizitätszahl von Ferriten liegt im Bereich von $\epsilon_r = 11$ bis 15. Bild 3.6 zeigt, daß die Phasenänderung als Funktion der Magnetisierung erwartungsgemäß mit wachsendem ϵ_r zunimmt.

3.4 Realisierung

3.4.1. Der Phasenschieber

Im praktischen Aufbau wurde der Ferritphasenschieber entsprechend Bild 3.7 dimensioniert. Der verwendete Ferrit YIG G-113 hat einen sehr niedrigen dielektrischen Verlust-

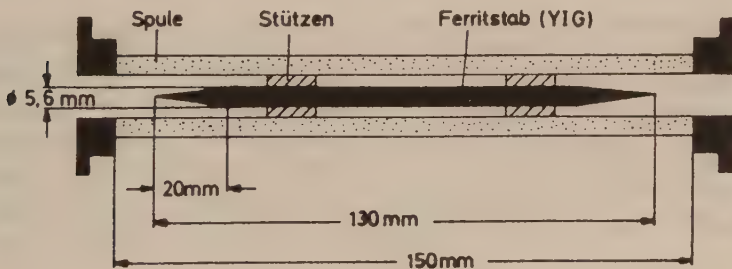


Bild 3.7: Dimensionierung des Ferritphasenschiebers

faktor $\tan \delta_e < 0.0002$. Bei einer Sättigungsmagnetisierung von $1.412 \cdot 10^5 \text{ A/m}$ werden nach Gl.(3.4) bei der Betriebsfrequenz von 10 GHz zudem magnetische Niedrigfeldverluste weitgehend vermieden. Der Stabdurchmesser wurde unter Berücksichtigung von Gl.(3.6) zu 5.6 mm gewählt. Aus Anpassungsgründen ist der Ferritstab an

beiden Enden auf eine Länge von ca. $\lambda/2$ angespitzt (VSWR < 1.04), womit sich seine "wirksame Länge" auf etwa 90mm reduziert.

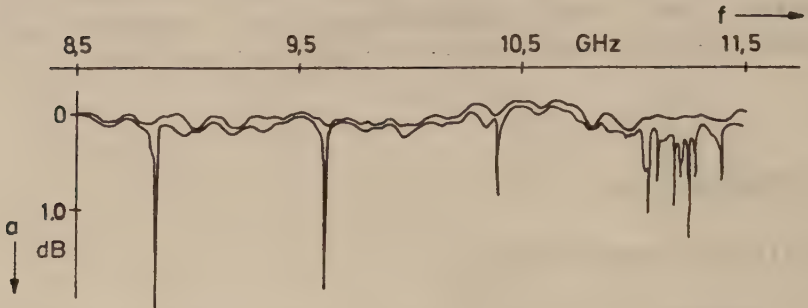


Bild 3.8: Transmissionsverlauf des Ferritphasenschiebers nach Bild 3.7 als Funktion der Frequenz

Die Betragsmessung des Transmissionsfaktors in Abhängigkeit von der Frequenz in Bild 3.8 zeigt durch die starke Erhöhung der Dämpfung deutlich das Einsetzen der Faradayrotation im Bereich über 11.0 GHz. Die periodisch auftretenden resonanzartigen Einbrüche im Transmissionsfaktor sind auf Längenresonanzen der Hauptwelle zurückzuführen. Die Dämpfung zwischen diesen Resonanzstellen liegt im Mittel bei 0.2 - 0.3 dB.

3.4.2 Messung der Phasenänderung

Nach den Gleichungen (3.8), (3.2b) und (3.3a,b) besteht ein Zusammenhang zwischen longitudinaler Magnetisierung M_z des Ferritstabs und der erzeugten Phasenverschiebung. Es wird daher untersucht, ob die Phase über die Messung von M_z oder

eine dazu proportionale Größe eingestellt werden kann.

Das innere Feld H_i eines in Richtung seiner Achse magnetisierten Rotationsellipsoids ist

$$H_i = H_o - N \cdot M \quad . \quad (3.10)$$

Für einen langen dünnen Stab geht der Entmagnetisierungsfaktor N gegen Null, so daß $N \cdot M$ gegenüber H_o vernachlässigbar ist. Damit erhält man für die magnetische Flußdichte B im Material

$$B = \mu_o (H_o + M) \quad , \quad (3.11)$$

und daraus für die Magnetisierung

$$M = B / \mu_o - H_o \quad . \quad (3.12)$$

Dabei ist $H_o = (n/l) I_o$, wenn das Magnetfeld durch eine vom Strom I_o durchflossene Spule von n Windungen auf der Länge l erzeugt wird. Da H_o über I_o bekannt ist, müßte zur Bestimmung von M die magnetische Flußdichte B gemessen werden, was jedoch im Ferrit oder an den Enden des Stabs ohne erhebliche Störung des hochfrequenten Feldes nicht möglich ist.

Daher soll an einer geeigneten Stelle außerhalb der Hohlleitung die durch das Streufeld des Ferritstabs verursachte Flußdichte gemessen werden (Bild 3.9), die proportional der Magnetisierung M ist. Das läßt sich erreichen, indem man die Felder von Luftspule und Ferritstab durch eine Verlängerung der felderzeugenden Spule über den Ferritstab hinaus im Bereich der Meßsonde weitgehend trennt.

Die zu messende Flußdichte des Streufeldes ist recht schwach (max. ca. $10^{-3} \text{ T}^{*)}$). Sie wird mit einer empfindlichen Hallsonde gemessen, die tangential auf die Spulenwicklung geklebt ist. Benutzt wird eine handelsübliche Sonde (Siemens SV230S) mit einer Aufdampfschicht aus InAs, deren Leerlaufempfindlichkeit mit $6.5 \text{ V/A} \cdot \text{T}$ angegeben ist.

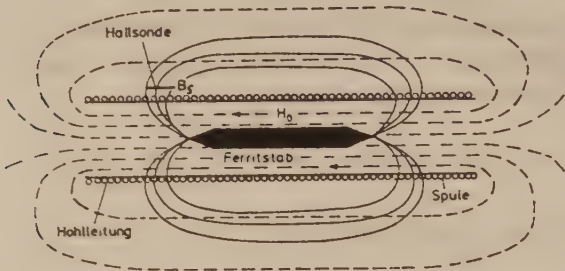


Bild 3.9 Streufeld des Ferritstabs

Bei der hier verwendeten Meßanordnung sind drei magnetische Felder zu berücksichtigen, die zusätzlich auf die Sonde einwirken und zu systematischen Fehlern führen können, nämlich

- 1) das Eigenfeld der Hallsonde
- 2) das Erdmagnetfeld und
- 3) das Feld der Luftspule .

Die Sonde mißt jeweils die Komponente der magnetischen Flußdichte senkrecht zu ihrer Grundfläche. Das magnetische Eigenfeld der Hallsonde wird durch ihren Steuerstrom erzeugt und führt zu einer sogenannten Resthallspannung, deren Höhe

^{*)} T Abkürzung für "Tesla"

vom Steuerstrom und vom Verhältnis der Dicke zur Breite des Hallgenerators abhängt [45]. Dieser ist hier die sehr dünne InAs-Aufdampfschicht, so daß die Resthallspannung vernachlässigbar klein ist. Das Erdmagnetfeld indessen liegt mit $0.3-0.5 \cdot 10^{-4}$ T in der Größenordnung des zu messenden Streufeldes. Es erzeugt je nach Ausrichtung zur Hallsonde eine nicht zu vermeidende Hallspannungsabweichung, die bei der Auswertung berücksichtigt werden muß. Durch die Sonde und ihre Zuleitungen kommt es schließlich zu einer Störung des ansonsten tangential zur Hallsonde verlaufenden Spulenfeldes, so daß dieses auch einen unerwünschten Beitrag zur gemessenen Hallspannung liefert. Dieser Fehler ist proportional zum Spulenstrom I_0 und läßt sich daher korrigieren. Die Genauigkeit der Phasenmessung ist so gut wie die Nachweisempfindlichkeit des zu messenden magnetischen Streufeldes. Das von der Hallsonde gelieferte sehr kleine Signal wird zur störungsfreien Verarbeitung mit einem Meßverstärker aufbereitet (Verstärkung, Nullpunktskorrektur). Bei einem effektiven Rauschpegel von max. $1 \mu V_{p-p}$ der Zusammenschaltung von Hallsonde und Meßverstärker liegt die Grenze der Nachweisbarkeit bei $B_{min} = 10^{-6}$ T. Damit läßt sich die theoretisch erreichbare Phasenmeßgenauigkeit abschätzen. Bei einer maximalen Phasenänderung $\Delta\phi_{max} = 400^\circ$ und einer zugehörigen Flußdichte $B_{max} \approx 10^{-3}$ T folgt aus

$$\frac{\delta(\Delta\phi)}{\Delta\phi_{max}} = \frac{B_{min}}{B_{max}} \quad (3.13)$$

eine Absolutgenauigkeit $\delta(\Delta\phi) \approx 0.4^\circ$.

Bild 3.10 zeigt den gemessenen hysteresefreien Verlauf der Phase als Funktion der gemessenen Hallspannung für verschiedene Frequenzen. Entscheidend für die Entwicklung

eines genau einstellbaren Phasenschiebers ist, daß es bei dem verwendeten Yttrium-Eisen-Granat (geringe Porosität, ca 3%) zu jedem Wert der Hallspannung nur einen Phasenwert gibt [46]. Im Vergleich dazu zeigt Bild 3.11 für die der Rechnung zugängliche Struktur den nach der Theorie sich ergebenden Verlauf der Phasenverschiebung als Funktion von M_z und eine qualitative Übereinstimmung in der Form des Verlaufs mit den Kurven von Bild 3.10.

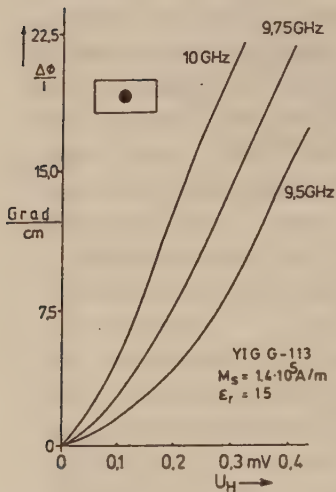


Bild 3.10 Gemessener Phasenverlauf in Abhängigkeit von der Hallspannung

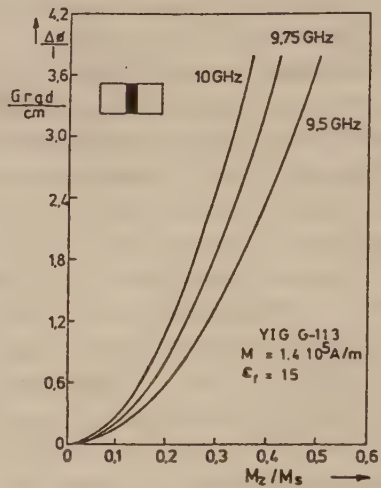


Bild 3.11 Theoretisch berechneter Phasenverlauf in Abhängigkeit von M_z

3.4.3 Elektronische Regelung

Die Möglichkeit der eindeutigen Phasenmessung kann zur Regelung der Phaseeinstellung genutzt werden. Das

Blockschaltbild einer entsprechenden Regelschaltung zeigt Bild 3.12. Das von der Hallsonde gelieferte, durch den bereits erwähnten Meßverstärker verstärkte Signal wird durch eine zum Magnetisierungsstrom I_0 proportionale Spannung U_0 korrigiert, die den durch die Störung des Luftspulenfeldes an der Hallsonde entstehenden Meßfehler ausgleicht. Die resultierende Spannung $\bar{U}_H$ ist proportional zur Magnetisierung M und wird mit einer Steuerspannung U_s verglichen. Ein nachgeschalteter Regler ändert über einen Treiber den Magnetisierungsstrom I_0 solange, bis sich eine Phasenverschiebung einstellt, bei der $\bar{U}_H = U_s$ wird. Über die Steuerspannung U_s kann also die gewünschte Phasenverschiebung hysteresefrei eingestellt werden, weil deren Abhängigkeit vom Magnetisierungsstrom I_0 sich nicht

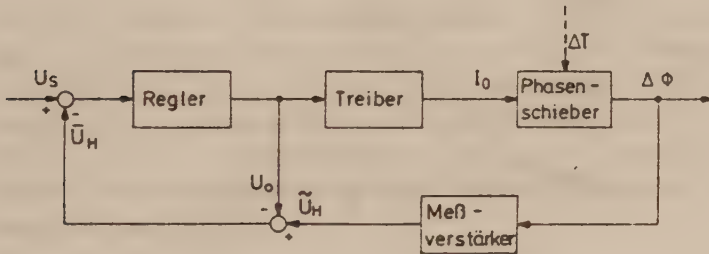


Bild 3.12: Blockschaltbild der elektronischen Regelung

auswirkt. Dabei werden auch Änderungen der Mikrowelleneigenschaften des Ferrits z.B. aufgrund von Temperaturschwankungen ΔT ebenfalls herausgeregelt.

Für die Ansteuerung des Phasenschiebers empfiehlt sich die Verwendung eines Kleinrechners, in dem der gemessene

Zusammenhang zwischen $\Delta\phi$ und U_s abgespeichert wird. Damit kann der Rechner für jede Phasenänderung die entsprechende Steuerspannung U_s ermitteln und an den Regler weitergeben. In Bild 3.13 ist die vom Rechner eingestellte Phasenverschiebung über der Steuerspannung U_s bei 10 GHz dargestellt. Bild 3.14 zeigt die Abweichung der gemessenen

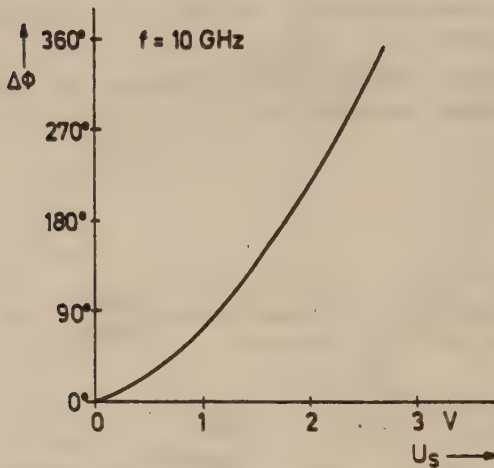


Bild 3.13: Phase des Phasenschiebers nach Bild 3.7 als Funktion der Hallspannung U_s

Phasenänderung von dem durch den Rechner eingestellten Sollwert für Phasenwerte von 0 bis 360° . Der beobachtete Phasenfehler von $\pm 1^\circ$ gegenüber dem theoretisch erwarteten Wert von $\pm 0.4^\circ$ ist hauptsächlich darauf zurückzuführen, daß der Einfluß des Luftspulenfeldes auf die Hallsonde (s. Abschnitt 3.4.2) nicht vollständig korrigiert werden konnte.

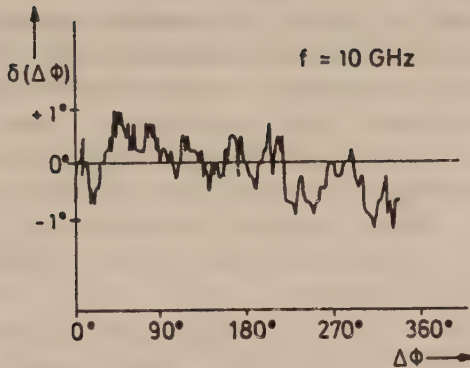


Bild 3.14: Phasenfehler über der Phasenverschiebung

Die Einstellzeit des Phasenschiebers wird im wesentlichen durch induzierte Wirbelströme in den Hohlleitungswänden bestimmt. Bei Benutzung der üblichen X-Bandhohlleitung aus Messing mit Normprofil R100 ergibt sich eine Zeit von $\geq 0.5 \text{ ns}$. Bei Kunststoffhohlleitungen mit metallisierten Wänden können Einstellzeiten in der Größenordnung von $10 \mu\text{s}$ erreicht werden [47].

4. Elektronisch arbeitende Anpassungstransformatoren

Entsprechend dem in Kap.2 entwickelten Konzept werden im folgenden zwei Leitungstransformatoren vorgestellt, die für eine automatische Anpassung in Betracht kommen. Während der eine, der sogenannte E-H-Transformator, eine Doppel-T-Verzweigung und zwei einstellbare Kurzschlußleitungen benötigt, besteht der andere aus einer Leitung veränderlicher Länge, einer T-Verzweigung und einer einstellbaren Kurzschlußleitung (im folgenden kurz L-K-Transformator genannt). Für eine elektronische Abstimmung dieser zunächst mechanischen Transformatoren können in beiden Schaltungen jeweils zwei steuerbare Ferritphasenschieber eingesetzt werden.

4.1 E-H-Transformator

Grundelement des E-H-Transformators (E- bzw. H-Verzweigung) ist eine symmetrische Doppel-T-Verzweigung aus einem Serien- und einem Parallel-T von gleichartigen Rechteckhohl-

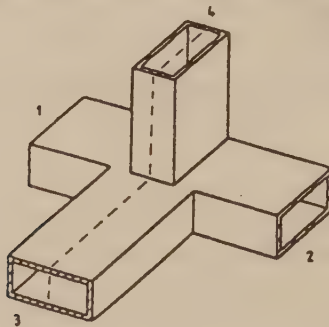


Bild 4.1: Doppel-T-Verzweigung

leitungen. Beziffert man die Tore der Hauptleitung mit 1 und 2, die Tore der Verzweigungen mit 3 und 4, so hat die Streumatrix der Verzweigung unter Ausnutzung von Symmetrie, Reziprozität, Verlustlosigkeit und Entkopplung von E- und H-Verzweigung folgende Form:

$$(S^V) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{13} & -S_{14} \\ S_{13} & S_{13} & S_{33} & 0 \\ S_{14} & -S_{14} & 0 & S_{44} \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Mit einstellbaren Kurzschlüssen an den Seitenarmen ergibt sich der E-H-Transformator (Bild 4.2).

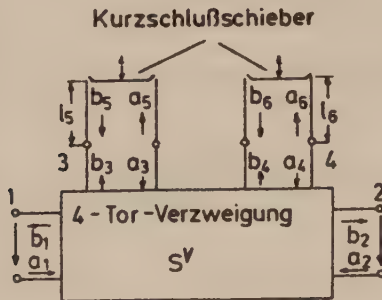


Bild 4.2: Ersatzschaltbild des E-H-Tuners

Durch die Stichleitungen variabler Länge l_5 und l_6 werden Parallel- und Serienreaktanzen in die Hauptleitung transformiert, deren Werte durch die Längen l_5 und l_6 bestimmt sind. Um das Anpassungskriterium Gl.(2.4) erfüllen zu können, wird zur gezielten Steuerung des

E-H-Transformators ein analytischen Zusammenhang zwischen den Positionen der Kurzschlußschieber l_3, l_4 und dem Streukoeffizienten S_{12} des Transformators benötigt. Bei einem verlustlosen E-H-Transformator ergibt sich für S_{12} aus Gl.(4.1) nach einiger Rechnung folgender Ausdruck [48],[49]:

$$S_{12} = -0.5 \left[\exp(j\delta_{13}) \exp(-j2\psi_3) \frac{1+|S_{33}| \exp(+j2\psi_3)}{1+|S_{33}| \exp(-j2\psi_3)} + \exp(j\delta_{14}) \exp(-j2\psi_4) \frac{1+|S_{44}| \exp(+j2\psi_4)}{1+|S_{44}| \exp(-j2\psi_4)} \right] \quad (4.2)$$

mit $\delta_{13} = 2\varphi_{13} - \varphi_{33}$, $\delta_{14} = 2\varphi_{14} - \varphi_{44}$,
 $\varphi_3 = \varphi_{55} - \varphi_{33}/2$, $\varphi_4 = \varphi_{66} - \varphi_{44}/2$,
 $\varphi_{55} = \pi l_3 / \lambda_g$, $\varphi_{66} = \pi l_4 / \lambda_g$,
 λ_g = Hohlleitungswellenlänge.

Führt man zur Abkürzung die Winkelfunktion

$$\exp(-j\psi_i) = \exp(-j2\varphi_i) \frac{1+|S_{ii}| \exp(+j2\varphi_i)}{1+|S_{ii}| \exp(-j2\varphi_i)} \quad \text{mit } i = 3, 4 \quad (4.3)$$

ein, so vereinfacht sich Gl.(4.2) zu

$$S_{12} = -0.5 [e^{-j\psi_3} + e^{-j\psi_4}] \quad (4.4)$$

wenn man zusätzlich ohne Einschränkung der Allgemeinheit $\delta_{13} = \delta_{14} = 0$ setzt.

Bei angepaßten Seitenarmen ($|S_{33}| = |S_{44}| = 0$) entsprechen die Winkelargumente ψ_3 und ψ_4 der Exponentialfunktion in Gl.(4.4) bis auf einen festen Phasenoffset $\varphi_{33}/2$ bzw. $\varphi_{44}/2$ unmittelbar den Einstellungen φ_{55} , φ_{66} der Kurzschlußschieberpositionen des E-H-Transformators. Im allgemeinen entstehen ψ_3 und ψ_4 jedoch aus φ_3 , φ_4 und den Eigenreflexionsfaktorbeträgen $|S_{33}|$ und $|S_{44}|$ entsprechend

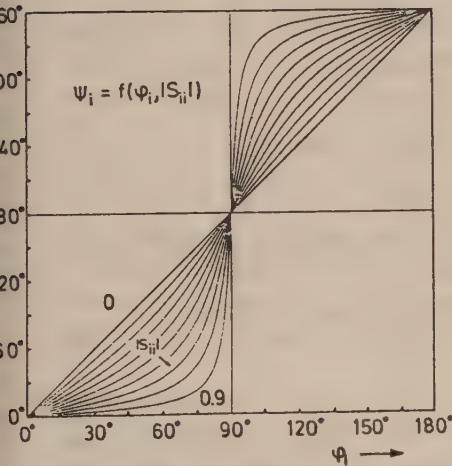


Bild 4.3: ψ_i mit $|S_{ii}|$ als Parameter, $i = 3, 4$

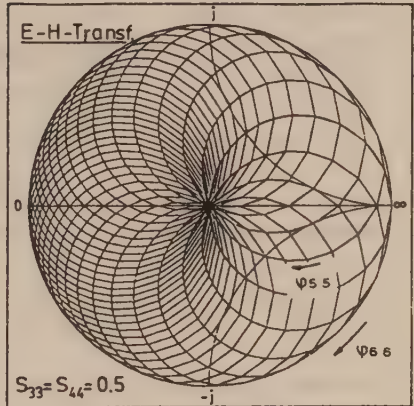


Bild 4.4: Transformationsorte des E-H-Transf. für äquidistante Schritte der Kurzschlußschieber

Gl.(4.3). Der in Bild 4.3 wiedergegebene Zusammenhang führt dazu, daß bei äquidistanten Schritten der Kurzschlußschieberpositionen der Transformationsbereich in der r -Ebene nicht gleichmäßig überdeckt wird (Bild 4.4). Ersetzt man nun, wie in Abschnitt 2.3 beschrieben, die

einstellbaren Kurzschlußleitungen durch Ferritphasenschieber und feste Kurzschlüsse, so vermindert sich durch die nun auftretenden Verluste in den Seitenarmen der nutzbare Transformationsbereich. Mit

$$S_{ii} = -e^{-2a_{ii}} e^{-j2\Delta\phi_{ii}} \quad *, \quad i = 5, 6$$

$$\varphi_3 = \Delta\phi_{55} - \varphi_{33}/2, \quad \varphi_4 = \Delta\phi_{66} - \varphi_{44}/2,$$

erhält man, wenn zur Vereinfachung der Rechnung $|S_{33}| = |S_{44}| = 0$ angenommen wird, für

$$S_{12} = -0.5 \left[e^{-2a_{55}} e^{-j\psi_3} + e^{-2a_{66}} e^{-j\psi_4} \right]. \quad (4.5)$$

Daraus folgt dann unmittelbar, daß $|S_{12}|$ nur noch im Bereich

$$0.5(e^{-2a_{55}} - e^{-2a_{66}}) \leq |S_{12}| \leq 0.5(e^{-2a_{55}} + e^{-2a_{66}}) \quad (4.6)$$

eingestellt werden kann. Die bei einem vorgegebenem Reflexionsfaktor r_L zur Anpassung erforderlichen Phasenschiebereinstellungen $\Delta\phi_{55}$, $\Delta\phi_{66}$ erhält man für $a_{55} = a_{66} = a > 0$ aus der Bestimmungsgleichung

$$\begin{aligned} -0.5 \left[e^{-j\psi_3} + e^{-j\psi_4} \right] e^{-2a} &= \\ \cos[0.5(\psi_3 - \psi_4)] e^{-2a} e^{-j0.5(\psi_3 + \psi_4)} &= \\ |S_{12}| e^{-j0.5(\psi_3 + \psi_4)} &= r_L^* \end{aligned} \quad (4.7)$$

*) Die a_{ii} , $i=5,6$ sind die Dämpfungsmaße der beiden Ferritphasenschieber und nicht mit den in das i -te Tor einlaufende Wellenfunktionen a_i (s. Bild 4.2) zu verwechseln

S_{12} erfüllt die für die Anpassung wichtige Bedingung Gl.(2.4) nur für $|r_L| \leq \exp(-2a)$. Die Winkelgrößen ψ_3 und ψ_4 müssen sich unabhängig voneinander in den Grenzen

$$0 \leq \psi_3 \leq 2\pi \text{ und } 0 \leq \psi_4 \leq 2\pi \quad (4.8)$$

einstellen lassen. Die aus Gl.(4.7) folgenden notwendigen Einstellungen $\Delta\phi_{ss}$, $\Delta\phi_{ss}$ der Phasenschieber ergeben sich mit Gl.(4.3) zu

$$\Delta\phi_{ss} = [\arg(r_L) + \pi \mp \arccos(|r_L| \exp(2a))]/2 + \psi_{33}/2 \quad (4.9a)$$

$$\Delta\phi_{ss} = [\arg(r_L) + \pi \mp \arccos(|r_L| \exp(2a))]/2 + \psi_{44}/2. \quad (4.9b)$$

Man erhält also zwei Lösungspaare. Der Einstellbereich der Ferritphasenschieber muß mindestens 180° betragen, um den Transformationsbereich ausnutzen zu können. Für kleine Fehlanpassungen der Seitenarme ($|S_{33}| \approx |S_{44}| \approx 0$) gelten die Gln.(4.9) näherungsweise.

4.2 L-K-Transformator

Ebenso wie mit dem E-H-Transformator läßt sich auch mit einem Leitungstück veränderlicher Länge in der Hauptleitung und nur einer einstellbaren Kurzschlußleitung im E- oder H-Seitenarm ein Transformator realisieren, mit dem man theoretisch im gesamten Transformationsbereich $|r_L| < 1$ Anpassung erzielen kann. Das Ersatzschaltbild dieses L-K-Transformators ist in Bild 4.5 dargestellt. Wieder unter

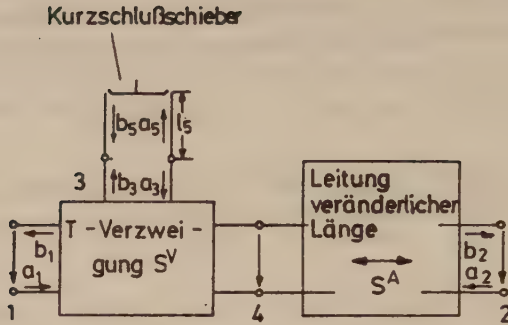


Bild 4.5: Ersatzschaltbild des L-K-Transformators

Ausnutzung von Symmetrie, Reziprozität und Verlustlosigkeit hat die Streumatrix der T-Verzweigung die Form

$$(S^V) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{14} & S_{13} \\ S_{14} & S_{11} & S_{13} \\ S_{13} & S_{13} & S_{33} \end{pmatrix}, \quad (4.10)$$

und die ideale Leitung veränderlicher Länge wird durch

$$(S^A) = \begin{pmatrix} 0 & -j\varphi_{24} \\ -j\varphi_{24} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

beschrieben. Mit einem verschiebbaren Kurzschluß am H- oder E-Seitenarm der T-Verzweigung läßt sich am Verzweigungspunkt eine Parallel- oder Serienreaktanz bilden, deren Wert mit

der Stichleitungslänge l_s einstellbar ist. Mit der Leitung variabler Länge wird der Realteil der Last an den Wellenwiderstand der Leitung angepaßt, mit der Kurzschlußleitung die Phase kompensiert. Auch hier ist es für eine Steuerung des Transformators erforderlich, den analytischen Zusammenhang zwischen der Position l_s des Kurzschlußschiebers der Stichleitung sowie der elektrischen Länge l_{24} der Transformationsleitung und dem Streukoeffizienten S_{12} herzustellen. Für den verlustlosen Fall ergibt sich für S_{12} mit

$$\begin{aligned}\varphi_3 &= \varphi_{55} - \varphi_{33}/2, \quad 2\varphi_{55} = 2\pi l_s/\lambda_g, \\ \varphi_{24} &= 2\pi l_{24}/\lambda_g, \quad \delta_{13} = 2\varphi_{13} - \varphi_{33}\end{aligned}$$

(λ_g Hohlleitungswellenlänge) folgender Ausdruck:

$$\begin{aligned}S_{12} &= -0.5 [\exp(j\delta_{13})\exp(-j2\varphi_3) \frac{1+|S_{33}|\exp(+j2\varphi_3)}{1+|S_{33}|\exp(-j2\varphi_3)} \\ &\quad + 1] e^{-j2\varphi_{24}}.\end{aligned}\tag{4.12}$$

Mit der Winkelfunktion Gl.(4.3) sowie mit $\psi_4 = 2\varphi_{24}$ und $\delta_{13} = 0$ vereinfacht sich Gl.(4.12) zu

$$\begin{aligned}S_{12} &= -0.5[e^{-j\psi_3} + 1] e^{-j\psi_4} \\ &= \cos(\psi_3/2) e^{-j(\psi_4 + \psi_3/2)}\end{aligned}\tag{4.13}$$

Für die Idealisierung $|S_{33}| = 0$ entspricht das

Winkelargument ψ_3 der Exponentialfunktion in Gl.(4.13) wieder unmittelbar der Einstellung der Kurzschlußschieberposition l_5 der Stichleitung. Im allgemeinen wird die Winkelgröße ψ_3 jedoch wie beim E-H-Transformator mit der Winkelfunktion Gl.(4.3) aus $|S_{33}|$ und φ_{55} gebildet.

Werden die Leitung veränderlicher elektrischer Länge durch einen Ferritphasenschieber, die einstellbare Kurzschlußleitung durch einen Ferritphasenschieber mit festem Kurzschluß ersetzt, so führen die unvermeidlichen Verluste wieder zu einer Verminderung des Transformationsbereichs. Für den Streukoeffizienten S_{12} ergibt sich dann, wiederum für den Sonderfall $|S_{33}| = 0$,

$$\begin{aligned} \text{mit} \quad S_{55} &= -e^{-2a_{55}} e^{-j2\Delta\phi_{55}} \\ \psi_3 &= \Delta\phi_{55} - \varphi/2 \end{aligned}$$

der gegenüber Gl.(4.13) veränderte Ausdruck

$$S_{12} = -0.5[e^{-2a_{55}} e^{-j\psi_3} + 1] e^{-2a_{24}} e^{-j\psi_4} \quad (4.14)$$

Damit wird die für die Anpassung notwendige Bedingung Gl.(2.4) nur für den Bereich

$$0.5[1 + e^{-2a_{55}}] e^{-2a_{24}} \geq |r_L| \geq 0.5[1 - e^{-2a_{55}}] e^{-2a_{24}} \quad (4.15)$$

erfüllt.

Nimmt man zur Vereinfachung gleiche Dämpfung in beiden

Phasenschiebern, also $a_{55} = a_{24} = a$, an, so erhält man die Phasenschiebereinstellungen zu einem vorgegebenen Lastreflektionsfaktor r_L aus der Bestimmungsgleichung

$$-0.5[e^{-2a} e^{-j\psi_3} + 1] e^{-2a} e^{-j\psi_4} = r_L^* \quad (4.16)$$

zu

$$\Delta\phi_{55} = \pm \arccos[(|r_L| + \exp(-2a) - 1) \exp(4a)] - \psi_{33}/2 \quad (4.17a)$$

$$\Delta\phi_{55} = \arg(r_L) + \pi \mp \arccos[(|r_L| + \exp(-2a) - 1) \exp(4a)]. \quad (4.17b)$$

Diese Gleichungen können näherungsweise auch für $|S_{33}| \approx 0$ benutzt werden. Für die vollständige Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Transformationsbereichs müssen die Winkelgrößen ψ_3 , ψ_4 entsprechend Gl.(4.17) in den Grenzen

$$0 \leq \psi_3 \leq 2\pi \text{ und } 0 \leq \psi_4 \leq 2\pi \quad (4.18)$$

einstellbar sein. Auch hier muß der absolute Variationsbereich für die Ferritphasenschieber also mindestens 180° betragen.

4.3 Vergleich beider Transformatoren

Beim Aufbau der Transformatoren mit zwei Ferritphasenschiebern ist der E-H-Transformator wegen der Doppel-T-Verzweigung mit entkoppelten Seitenarmen aufwendiger als der L-K-Transformator mit nur einer T-Ver-

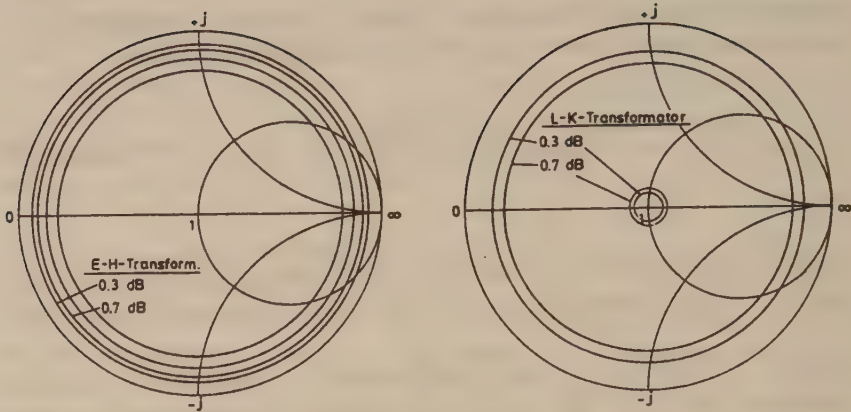


Bild 4.6: Transformationsbereiche für E-H- und L-K-
Transformatoren mit Ferritphasenschiebern

zweigung. Beim Vergleich von Gl.n.(4.7) und (4.15) zeigt sich allerdings, daß bei Verwendung von Phasenschiebern gleicher Durchgangsdämpfung der E-H-Transformator verlustärmer arbeitet. Daher ist bei ihm der Transformationsbereich etwas weniger eingeschränkt als beim L-K-Transformator (Bild 4.6), bei dem sich zudem wegen des unsymmetrischen Aufbaus $S_{12} \approx 0$ nicht einstellen läßt.

Verursacht durch die Fehlanpassung der Seitenarme der T- oder Doppel-T-Verzweigung können bei den Winkelgrößen ψ_i Gl.(4.3) Phasenfehler entstehen, die größer sind als die der Ferritphasenschieber. Bild 4.7 zeigt den Verlauf des Phasenfehlers $\delta\psi_i$ der Winkelfunktion ψ_i bezogen auf den Fehler des Phasenschiebers $\delta(\Delta\phi_{11})$ - s. Bild 3.14 - in Abhängigkeit von ψ_i für verschiedene Werte von $|S_{11}|$. Da die Winkelfunktion ψ_i bei $\psi = 180^\circ$ ihre größte Steigung

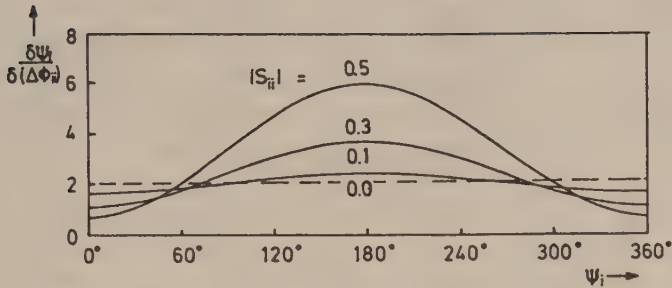


Bild 4.7: Fehler durch Winkelfunktion ψ_i

besitzt (s. Bild 4.3), wird der Fehler für alle Werte $|S_{ii}| > 0$ hier maximal, wobei er mit zunehmender Fehlanpassung der Seitenarme erheblich zunimmt.

Die kommerzielle Doppel-T-Verzweigung, mit der der E-H-Transformator aufgebaut wurde, besaß bei der Arbeitsfrequenz von 10 GHz die Eingangsreflexionsfaktoren $|S_{11}| = |S_{22}| = 0.14$ in der Hauptleitung, $|S_{33}| = 0.3$ im E-Arm und $|S_{44}| = 0.09$ im H-Arm. Die Entkopplung der beiden Arme war mit $a_k = 36\text{dB}$ ausreichend. Für die beim Aufbau des L-K-Transformators verwendete E-Verzweigung wurden die Eingangsreflexionsfaktoren $|S_{11}| = |S_{22}| = 0.32$ und $|S_{33}| = 0.5$ gemessen. Die Ferritphasenschieber hatten ein mittleres Dämpfungsmaß von $a = 0.2\text{dB}$.

Der Fehler im Streukoeffizienten S_{12} hängt bei beiden Transformatoren von der Genauigkeit ab, mit der sich die jeweiligen Winkelfunktion ψ_i einstellen läßt. In den Bildern 4.8a und b sind mit den oben angegebenen Parametern der

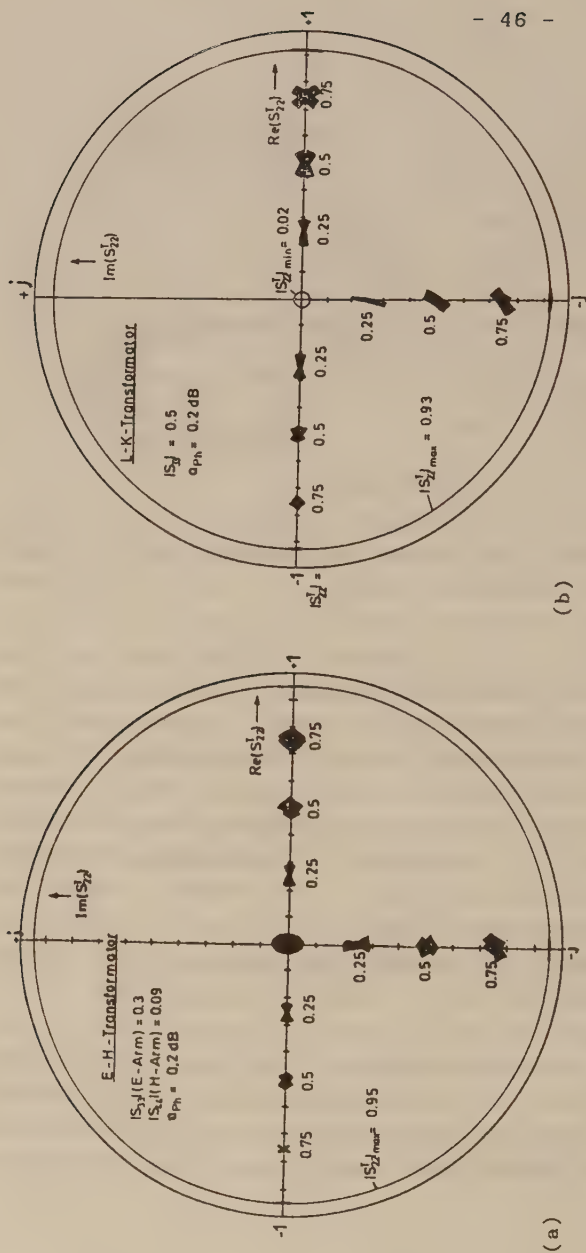


Bild 4.8: Berechnete Fehlergebiete des E-H-Transformators (a) und des L-K-Transformators (b)

Bauelemente für verschiedene Werte von S_{12} die Fehlergebiete für beide Transformatoren angegeben, die sich rechnerisch mit den Gl.n. (4.3), (4.7) und (4.16) für den Einstellungsfehler der Phasenschieber von $\delta(\Delta\phi_{ii}) = \pm 1^\circ$ ergeben. Beim E-H-Transformator ergibt sich nach Gl. (4.7) der größte Betragsfehler von S_{12} für $\psi_3 = \psi_4 = \pi$ und folglich mit $|S_{12}| \rightarrow 0$ zu

$$\delta|S_{12}|_{EH} = \sin[0.5(\delta\psi_3 + \delta\psi_4)] \exp(-2a), \quad (4.19)$$

die maximale Phasenungenauigkeit für $\psi_3 = \psi_4 = \pi$ ($|S_{12}| \rightarrow \max.$) aus

$$\delta \arg(S_{12})_{EH} = 0.5(\delta\psi_3 + \delta\psi_4). \quad (4.20)$$

Dabei bleibt der Bereich $|S_{12}| \approx 0$ außer Betracht, weil dort der Wert der Phase ohne Interesse ist.

Beim L-K-Transformator ist der Betrag nur von der Einstellung ψ_3 des Phasenschiebers in der Stichleitung abhängig. Der maximale Betragsfehler von S_{12} ergibt sich nach Gl. (4.16) bei der geringen Einfügungsdämpfung a für $\psi_3 = \pi/2$ und folglich $|S_{12}| \rightarrow 0$ zu

$$\delta|S_{12}|_{LK} \approx \sin(\delta\psi_3/2) \exp(-4a), \quad (4.21)$$

der maximale Phasenfehler für $\psi_3 = \psi_4 = \pi$ zu

$$\delta \arg(S_{12})_{LK} = \delta\psi_3/2 + \delta\psi_4. \quad (4.22)$$

Tabelle 4.1: Berechnete maximale Fehler der
Transformatoren für $\delta(\Delta\phi_{11}) = \pm 1^\circ$

max. Fehler	E-H-Transf.	L-K-Transf.
$\delta S_{12} $	± 0.05	± 0.06
$\delta \arg(S_{12})$	$\pm 3.0^\circ$	$\pm 4.0^\circ$

Die aus Gln.(4.19) - (4.22) ermittelten Zahlenwerte von Betrags- und Phasenfehler für beide Transformatoren sind in Tabelle 4.1 zusammengestellt. Der Phasenfehler des L-K-Transformators ist aufgrund seines in der Hauptleitung liegenden Phasenschiebers etwas größer als der des E-H-Transformators.

4.4 Experimentelle Ergebnisse

Zur Messung der Ortskurven des Streukoeffizienten S_{12} der beschriebenen elektronischen Transformatoren wird ein rechnergestützter Meßplatz verwendet [50], dessen Blockschaltbild in Bild 4.9 dargestellt ist. Die beiden Ferritphasenschieber des jeweils untersuchten Transformators sind über D/A-Einheiten durch einen Kleinrechner ansteuerbar und können in sehr kleinen Schritten (12bit) im Bereich von 0° bis 180° eingestellt werden. Der Streukoeffizient S_{12} wird bei reflexionsfreiem Abschluß des Tors 1 des Transformators durch einen Netzwerkanalysator nach Betrag und Phase bestimmt und dem Rechner über eine A/D-Einheit zugeführt. Sind die Phasenschieberkennlinien $\Delta\phi_{11} = f(\phi_{s1})$,

$i = 5,6$ (s. Bild 3.13) bekannt und im Rechner abgespeichert, so lassen sich mit dieser Anordnung definierte Ortskurven des Streukoeffizienten S_{12} erzeugen. Bild 4.10 zeigt auf diese Weise registrierte Ortskurven von S_{12} des E-H-Transformators für äquidistante Werte von $\Delta\phi_{ss}$ bei

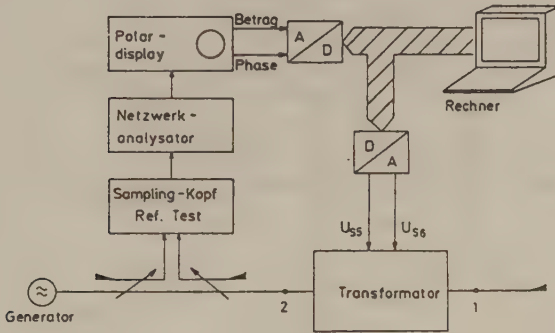


Bild 4.9: Blockschaltbild des rechnergestützten Meßplatzes

jeweils laufenden Werten von $\Delta\phi_{ss}$. Wegen der prinzipiellen Austauschbarkeit von $\Delta\phi_{ss}$ und $\Delta\phi_{ss}$ Gl.(4.4) erhält man für den umgekehrten Fall ein ähnliches Ergebnis, das sich jedoch wegen der unterschiedlichen Eingangsreflexionsfaktoren $|S_{33}|$ und $|S_{44}|$ quantitativ leicht vom Bild 4.10 unterscheidet.

Beim L-K-Transformator sind die Phasenänderungen $\Delta\phi_{ss}$ und $\Delta\phi_{ss}$ nicht austauschbar. Je nachdem, welcher Winkel konstant gehalten wird, erhält man unterschiedliche Ortskurven (Bild 4.11).

Die gemessenen Ortskurven bestätigen die theoretischen Vorhersagen. Beim E-H-Transformator machen sich die Fehlanpassungen der Stichleitungen bei äquidistanten Schritten der Phasenschieber im H-Arm (E-Arm) durch nicht äquidistante Schritte der Winkelgrößen ψ_4 (ψ_3) bemerkbar (Bild 4.10). Der L-K-Transformator zeigt ähnliches Verhalten

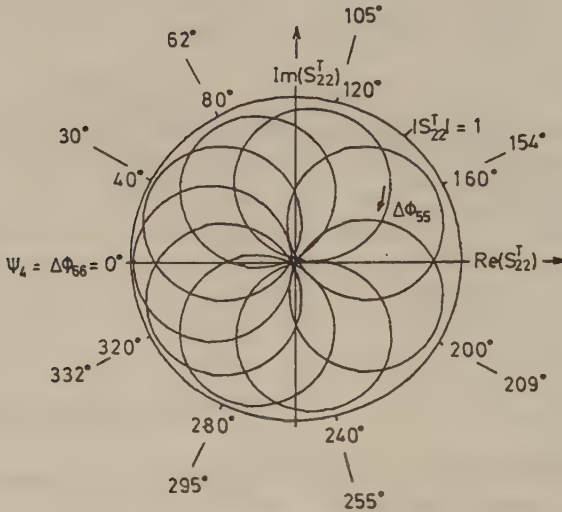
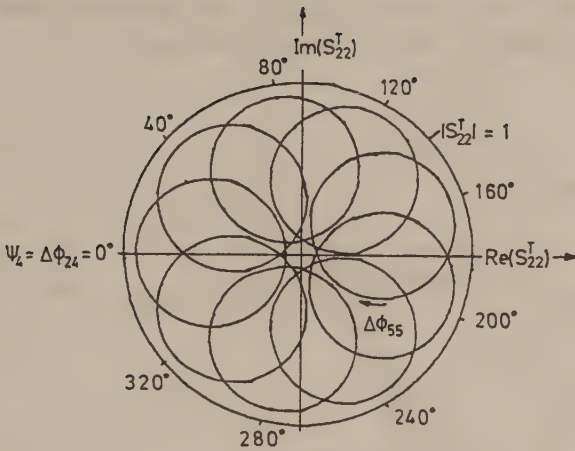
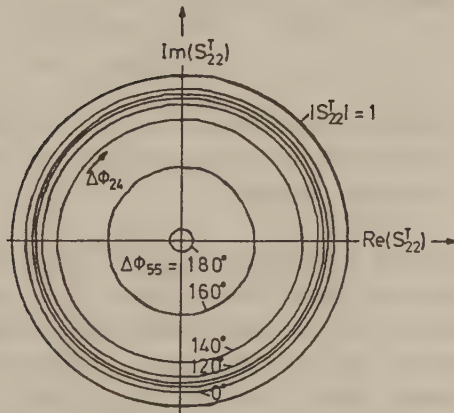


Bild 4.10: Ortskurven von S_{22}^I des E-H-Transformators bei 10 GHz. Äquidistante Schritte der Phase 40° im H-Arm ($\Delta\phi_{66}$) und kontinuierliche Änderungen im E-Arm

in den Ortskurven bei schrittweiser Änderung der Phase im Seitenarm (Bild 4.11b). Die aus diesen Bildern ermittelten Winkelfunktionen ψ_3 und ψ_4 (Bild 4.13) stimmen in ihrem Verlauf gut mit den in Bild 4.3 berechneten überein. Ferner werden durch die Verluste in den Phasenschiebern die Transformationsbereiche eingengt. Zusätzlich bestätigt



a)



b)

Bild 4.11: Ortskurven von S_{22}^I des L-K-Transformators bei 10 GHz

- a) Äquidistante Schritte der Phase von je 40° in $\Delta\phi_{24}$ in der Hauptleitung, kontinuierliche Änderung im E-Arm
- b) Äquidistante Schritte der Phase von je 40° im E-Arm ($\Delta\phi_{55}$), kontinuierliche Änderungen in der Hauptleitung

sich, daß $|S_{22}| = 0$ nicht einzustellen ist. Der kleinste erreichbare Wert ist $|S_{22}| = 0.085$. Im Gegensatz dazu ist beim E-H-Transformator $|S_{22}| = 0$ praktisch möglich.

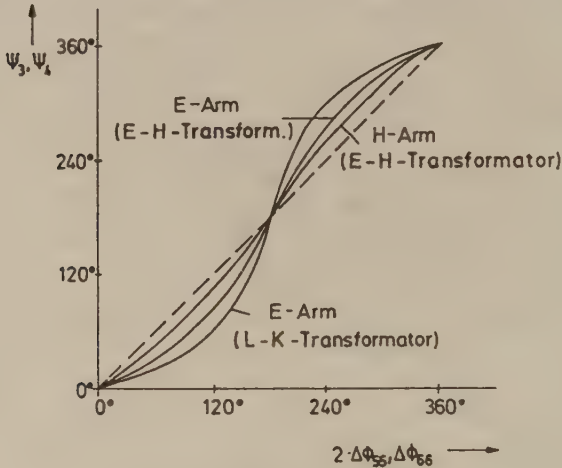


Bild 4.12: Gemessene Winkelfunktion ψ_i für die verschiedenen Stichleitungen von E-H- und L-K-Transformator

Aus den gemessenen Ortskurven lassen sich rechnerisch die Beziehungen zwischen den Winkelgrößen ψ_i , $i=3,4$ und den Steuerspannungen $U_{s,i}$ der Phasenschieber ermitteln. Mit Hilfe der Bestimmungsgleichungen (4.9) bzw. (4.17) läßt sich dann jeder gewünschte Wert von S_{22} innerhalb des jeweils möglichen Transformationsbereichs einstellen. Bei dieser Vorgehensweise braucht man die durch die Ferritphasenschieber eingestellten Phasenwerte nicht zu kennen. Die nichtlineare Beziehung zwischen diesen und den

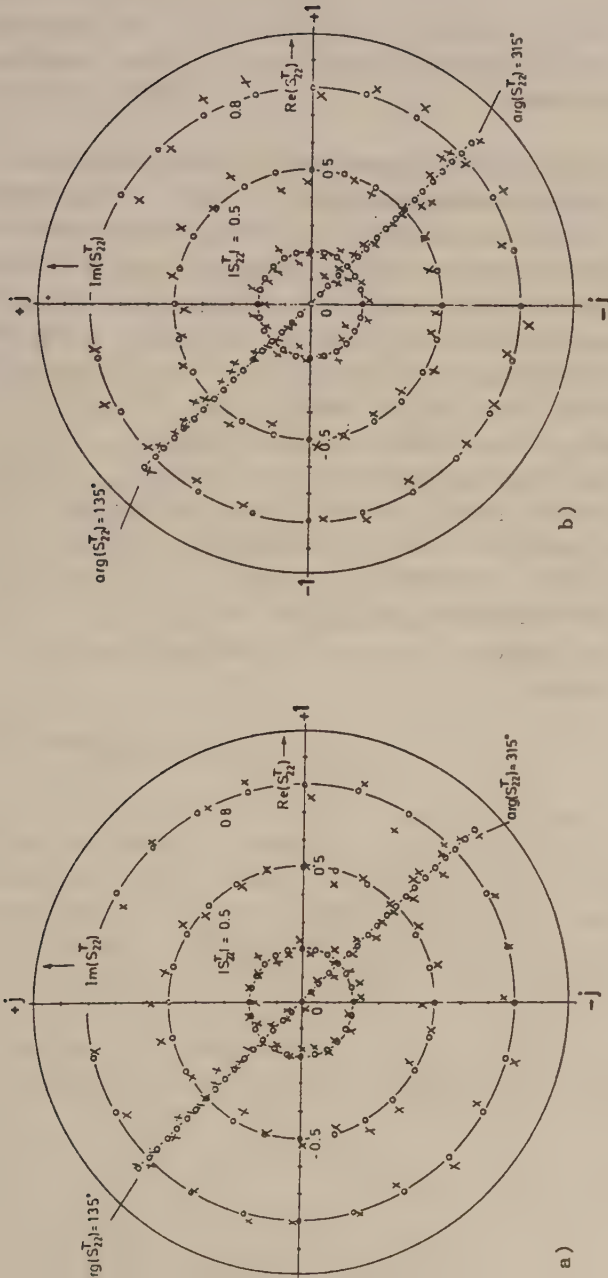


Bild 4.13: Ortskurven $|S_{12}| = \text{konst.}$ und $\arg(S_{12}) = \text{konst.}$ bei 10 GHz
 ---o--- Sollwerte, x Meßwerte
 a) E-H-Transformator, b) L-K-Transformator

Winkelgrößen ψ_i (s. Bild 4.12) werden automatisch berücksichtigt. Die erhaltenen Kennlinien $\psi_i = f(U_{si})$ werden im Rechner abgespeichert.

Um die Leistungsfähigkeit der gesamten Anordnung zu prüfen, wurden die Ferritphasenschieber für Ortskurven $|S_{12}| = \text{konst.}$ und $\arg(S_{12}) = \text{konst.}$ über die im Rechner abgespeicherten Kennlinien angesteuert und S_{12} an beiden Transformatoren mit einem Netzwerkanalysator gemessen. Sollwerte und Meßwerte werden in Bild 4.13a,b nach Betrag und Phase verglichen. Die Abweichungen von den in Tab. 4.1 angegebenen Werten in Betrag und Phase von bis zu 50% werden auf unterschiedliche Dämpfungsmaße der Phasenschieber in Abhängigkeit von deren Einstellung, auf eine gewisse Drift der Regelelektronik und auf Fehler bei der S_{12} - Messung zurückgeführt. Insgesamt stellen aber beide Transformatorversionen brauchbare Lösungen dar. Die Einstellgenauigkeit beider Typen ließe sich durch eine bessere Anpassung in den Seitenarme der Verzweigungen verbessern.

5. Entwicklung des Meßglieds

5.1 Anforderungen

Als weiteres Element des Regelkreises zur automatischen Anpassung muß ein geeignetes Meßglied gefunden werden, das eine Information über die Fehlanpassung der unbekannten Lastimpedanz Z_L liefert und das die Energieübertragung zur Last nicht wesentlich stört. Bei der Frage nach seiner Genauigkeit liefern die Ergebnisse des vorhergehenden Kapitels eine gewisse Orientierung. Es ist nämlich nicht notwendig, daß die Meßgenauigkeit die Genauigkeit der benutzten Transformatoren übersteigt. Außerdem ist abzuwägen, inwieweit man zur Einsparung von Kosten größere Meßfehler zulassen kann, wenn diese durch adaptive Maßnahmen im Regelvorgang ausgeglichen werden können (s. Kap. 2.). Im folgenden werden mehrere Verfahren der Reflexionsfaktorbestimmung vorgestellt, die hier angewendet werden.

5.2 Netzwerkanalyse

Zur unmittelbaren Messung von komplexen Größen im Mikrowellenbereich verwendet man vektorielle Netzwerkanalysatoren [51]. Diese Geräte arbeiten meist nach dem Überlagerungsprinzip (sog. heterodyne Netzwerkanalysatoren). Zur Bestimmung des komplexen Lastreflexionsfaktors $r_L = b/a$ werden die beiden Wellengrößen a, b mit Hilfe eines Zweikanal-Überlagerungsempfänger in eine niedrigere Frequenzlage transponiert (Bild 5.1). Bei diesem Mischvorgang bleibt die Amplituden- und Phaseninformation

erhalten. Da das $1/f$ -Rauschen der Mischer im Mikrowellenbereich noch relativ hoch ist, wird, um eine möglichst große Dynamik zu erreichen, zunächst auf eine Zwischenfrequenz von einigen 10 MHz und dann nach beträchtlicher ZF-Verstärkung auf eine Frequenz im NF-Bereich transponiert. Dann wird das Signal mit einfachen elektronischen Mitteln (NF-Quotientenmesser) ausgewertet und zur Anzeige gebracht.

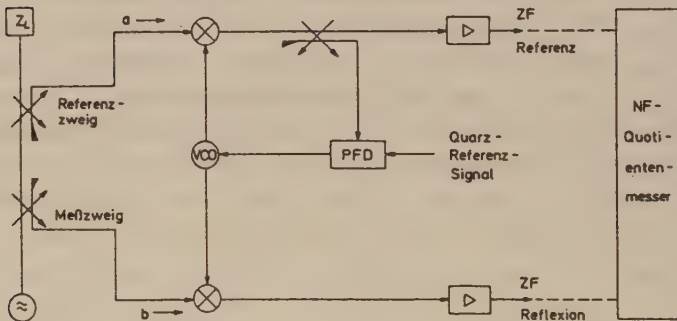


Bild 5.1: Prinzipschaltbild eines Netzwerkanalysators

Für die Netzwerkanalyse ist also ein aufwendiger Schaltungsaufwand mit zwei HF-Mischern, zwei ZF-Mischern, zwei Hilfsoszillatoren und Systemen zur Regelung und Stabilisierung von Frequenz und Leistung erforderlich. Systematische Fehler des Richtkopplerteils des Netzwerkanalysators lassen sich durch spezielle Eichmethoden erfassen. Dadurch kann die Genauigkeit der Reflexionsfaktorsbestimmung mit dem Netzwerkanalysator von ca. 30 dB auf über 50 dB deutlich erhöht werden [52]. Neuere

Verfahren [53] arbeiten mit dem Prinzip der homodynen Netzwerkanalyse und sind ohne wesentliche Einbuße an Meßgenauigkeit mit weniger Aufwand realisierbar.

5.3 Reflexionsfaktorbestimmung über Betragsmessung

Bei einigen Meßverfahren wird das vorzugsweise amplitudenmodulierte Mikrowellensignal gleichgerichtet. Beim Reflektometer geht dadurch die Phaseninformation verloren. Um bei ortsfesten Sonden auch die Phase zu gewinnen, müssen mehrere Betragsmessungen durchgeführt werden (z.B. Sechstormethode).

5.3.1 Reflektometer

Für die Meßgenauigkeit des Reflektometers ist die Richtungsämpfung a_r der beiden Richtkoppler entscheidend (Bild 5.2). Durch die Messung von U_e und U_r erhält man nämlich mit der Koppeldämpfung a_k anstelle von $r = U_r/U_e$ für kleine Werte von r

$$r' = \frac{U_r}{U_e} \approx \frac{|r a_k U_e + a_k a_r U_e|}{|a_k U_e|} = |r + a_r| \quad (5.1)$$

Durch die Richtungsämpfung a_r wird also ein konstantes, von r unabhängiges Signal am Ausgang U_r erzeugt, das zu einem Meßfehler $\delta r = a_r$ führt. Ohne fehlerkorrigierende Maßnahmen lassen sich daher mit einem Reflektometer Reflexionsfaktoren nur dann bestimmen, wenn sie beträchtlich größer als die Richtungsämpfung a_r sind. Gebräuchliche Richtkoppler

besitzen eine Richtungsämpfung von ca. 30 - 40 dB, so daß der absolute Meßfehler ca. $\Delta r = \pm 0.02$ ist. Diese Ungenauigkeit kann für die vorliegende Anwendung toleriert werden. Die Koppeldämpfung der hier benutzten Richtkoppler beträgt $\alpha_K = 20\text{dB}$.

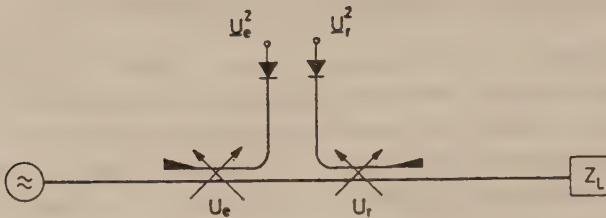


Bild 5.2 Reflektometer

5.3.2 Sechstormethode

Sechstore, deren Entwicklung in den letzten Jahren forciert wurde, sind für viele Meßaufgaben eine kostengünstige Alternative [54] zum Netzwerkanalysator. Sie sind lineare passive Leitungsnetzwerke ohne Mischer und Hilfsoszillatoren, die neben dem Eingangs- und Ausgangstor vier weitere MeßStore aufweisen. An diesen werden mit Hilfe von Dioden oder Leistungsmessern Betragsmessungen vorgenommen, aus denen eine komplexe Größe, z.B. der Reflexionsfaktor einer Last am Ausgangstor ermittelt werden kann. Aus der Vielzahl möglicher Konfigurationen wurde für die vorliegende Anwendung eine besonders vorteilhafte, die Hauptleitung nur wenig belastende Sechstorschaltung ausgewählt. Diese besteht aus dem üblichen Reflektometer, mit dem der Betrag des Reflexionsfaktors gemessen wird, und zwei räumlich versetzten Sonden (Bild 5.3) [55], mit denen

die Amplitude des Feldes am Ort der beiden Sonden gemessen wird. Daraus kann der Phasenwinkel des Abschluß-reflexionsfaktors gewonnen werden.

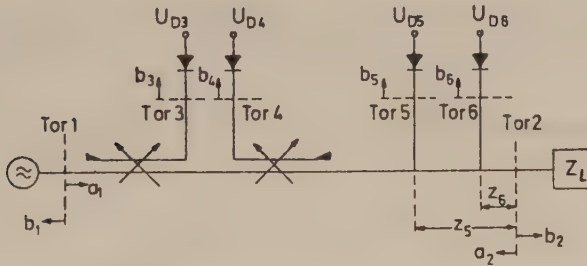


Bild 5.3: Sechstorschaltung aus Reflektometer und zwei Zusatzsonden

An den vier Meßtoren 3,...,6 der Schaltung befinden sich angepaßte Detektoren ($a_3=a_4=a_5=a_6=0$) mit quadratischer Charakteristik, so daß deren Ausgangssignale proportional dem Amplitudenquadrat der an den Toren auslaufenden Wellengrößen b_k , $k = 3, \dots, 6$, sind. Diese lassen sich mit den Wellengrößen a_2, b_2 und dem Lastreflexionsfaktor $r_L = a_2/b_2$ durch vier Gleichungen

$$b_k = A_k b_2 (r_L + B_k/A_k) \quad k = 3, 4, 5, 6 \quad (5.2)$$

verknüpfen, wobei die A_k, B_k Systemkonstanten sind. Durch den konstruktiven Aufbau des Netzwerks kann man bei idealen Bauelementen erreichen, daß für ein ausgewähltes Tor die Wellengröße b_k praktisch nur von b_2 abhängt

(Normierungstor). In der hier gewählten Schaltung ist dies das Tor 3. Durch Normierung auf b_3 und Quadrierung von Gln.(5.2) erhält man mit $K_k = A_k/A_3$, $q_k = -B_k/A_k$, $p = -A_3/B_3$ die drei Systemgleichungen [54]

$$P_k = K_k |b_k/b_3|^2 = \frac{K_k |r_L - q_k|^2}{|1 - r_L p|^2} \quad k = 4, 5, 6 \quad (5.3)$$

Sie vereinfachen sich hier wegen $A_3 = 0$ und damit $p = 0$ zu

$$P_k = K_k |r_L - q_k|^2 \quad \text{für } k = 4, 5, 6 \quad (5.4)$$

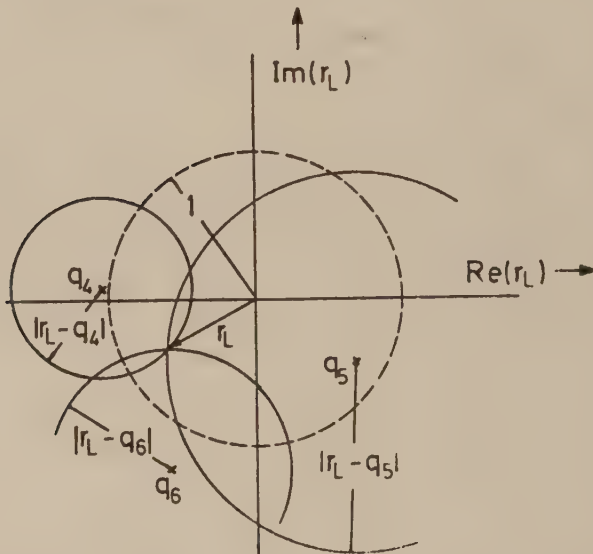


Bild 5.4: q_k -Größen und r_L in der komplexen Ebene

In der komplexen r -Ebene sind die komplexen Größen q_k die Mittelpunkte von drei Kreisen mit den Radien $\sqrt{P_k/K_k} = |r_L - q_k|$. Der Schnittpunkt der drei Kreise ergibt den gesuchten Reflexionsfaktor (Bild 5.4). Daher wird man durch geeignete Dimensionierung der Sondenabstände die Winkel der q_k gleichmäßig verteilen, um bei der bestehenden Meßunsicherheit in der Leistung eine minimale Ungenauigkeit von r_L in der gesamten r_L -Ebene zu erhalten.

Für die Schaltung nach Bild 5.3 sind die komplexen q -Größen

$$\begin{aligned} q_4 &= 0 \\ q_5 &= \exp(j2\beta z_s) \\ q_6 &= \exp(j2\beta z_s). \end{aligned} \tag{5.6}$$

q_4 liegt im Ursprung der r -Ebene, so daß allein durch die Messung von P_4/K_4 der Betrag von r_L bestimmt ist. q_5 und q_6 liegen auf dem Einheitskreis, ihr Winkelabstand muß zur Bestimmung der Phase von r_L kleiner als 180° sein. Sein optimaler Wert beträgt 90° .

Bei der Realisierung des beschriebenen Sechstors ist zu beachten, daß systembedingte, in der Theorie nicht berücksichtigte Störungen auftreten können. Abweichungen des Systems vom Idealverhalten liegen in der Rückwirkung der Auskoppелеlemente auf die Spannungsverteilung in der Hauptleitung, in der gegenseitigen Kopplung der beiden Sonden, in der Fehlanpassung der Leistungsmesser und in der endlichen Richtungsämpfung der Richtkoppler. Für präzise Messungen mit dem Sechstor ist daher eine vorhergehende Kalibrierung des Systems erforderlich. Solche Kalibrierungsverfahren [56],[57] zur Korrektur der Systemfehler sind bekannt, sie erfordern allerdings einen

erheblichen meßtechnischen Aufwand und bedingen bei der numerischen Verarbeitung der Meßwerte langwierigen Korrekturrechnungen.

5.3.3 Experimentelle Ergebnisse

Für die Leistungsmessung nach der in den vorhergehenden Abschnitten beschriebenen Reflektometer- oder Sechstormethode wurden 2 bzw. 4 Schottkydioden benutzt. Da diese unterschiedliche Kennlinien haben, mußten sie zunächst geeicht werden. In der Literatur werden Verfahren [58],[59] vorgeschlagen, die das Verhalten der Dioden durch Potenzreihen beschreiben und über aufwendige Eichprozeduren deren Koeffizienten bestimmen. Heute stellt die moderne Rechnertechnik Speicherplatz in ausreichenden Maß zu Verfügung, so daß die Diodenkennlinien mit wesentlich besserer Genauigkeit abgespeichert und die aufgenommenen Meßwerte damit korrigiert werden können. Bei diesem hier angewandten Verfahren spielt zudem die Abweichung von der quadratischen Charakteristik der Dioden bei größeren Mikrowellensignalen keine Rolle. Das Mikrowellensignal wurde zur Erhöhung der Empfindlichkeit amplitudenmoduliert, nach seiner Gleichrichtung das niederfrequente Modulationssignal mit einem selektiven rauscharmen Spannungsverstärker verstärkt und gleichgerichtet und schließlich über einen A/D-Wandler dem Rechner zugeführt. Die Reflexionsfaktormessungen mit dem Reflektometer bzw. der Sechstorschaltung wurden mit einem Netzwerkanalysator (HP 8410A), über dessen Polardisplay (HP 8414) Betrag und Phase des Reflexionsfaktors in der komplexen Ebene dargestellt werden (Dynamik: $\approx 25\text{dB}$, $\pm 180^\circ$), getestet.

Messungen mit dem Reflektometer ergaben einen Betragsfehler im Reflexionsfaktor von kleiner ± 0.03 , der aufgrund der Überlegungen in Abschnitt 5.3.1 erwartet werden mußte.

Bei der Sechstorschaltung wurde zunächst auf ein Kalibrierungsverfahren verzichtet. Statt dessen wurde ausgenutzt, daß in den drei Gleichungen (5.4) eine gewisse Redundanz liegt, weil jeweils zwei von ihnen genügen, um Betrag und Phasenwinkel - bis auf das Vorzeichen - zu bestimmen. Daher kann hier eine Ausgleichsrechnung [60] gemacht werden.

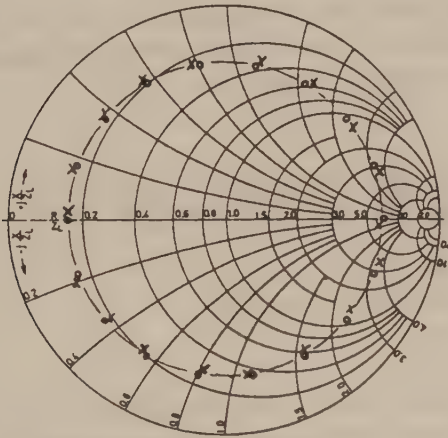


Bild 5.5: Reflexionsfaktormessung bei 10 GHz

— o — Netzwerkanalysator

x Sechstorschaltung

Wenn dabei kleine und große Meßspannungen in gleicher Weise korrigiert werden, kann dies für $|r_L| \rightarrow 1$ zu großen Fehlern führen, da dann die Spannung im Minimum der stehenden Welle

sich auf den Betrag des Reflexionsfaktors entscheidend auswirkt. Abhilfe ist dadurch möglich, daß die Summe der relativen Fehlerquadrate zu einem Minimum gemacht wird ("ungleichgewichtige Beobachtung"). Die mit dem Sechstorerart durchgeführten Messungen brachten durchaus befriedigende Ergebnisse (Bild 5.5). Die Phasengenaugigkeit betrug $\pm 5^\circ$, der Betragsfehler war wie beim Reflektometer, kleiner als ± 0.03 .

Abschließend wurde noch versucht, die Meßgenauigkeit dieser Schaltung durch ein aufwendiges Kalibrierungsverfahren [61], das sowohl Fehler in der Leistungsmessung als auch die geschilderten Systemfehler berücksichtigt, zu steigern. Die Grundbeziehungen Gln. (5.3) zwischen den an den Toren 4,5,6 anstehenden Leistungen und den Netzwerkparametern eines Sechstors lassen sich auf die Form

$$P_k = K_k \frac{1 + 2|q_k||r_L| \cos(\psi_k + \phi_L) + |q_k|^2|r_L|^2}{1 + 2|p||r_L| \cos(\psi + \phi_L) + |p|^2|r_L|^2} \quad (5.7)$$

mit $\psi_k = \arg(q_k)$, $\psi = \arg(p)$
 $\phi_L = \arg(r_L)$

bringen, wobei die infolge der Störungen jetzt unbekannten K_k, q_k und p als Kalibrierungskonstanten angesehen werden. Durch vier Messungen mit bekannten Abschlüssen an Tor 2 (reflexionsfreier Abschluß, verschiebbarer Kurzschluß) und einer anschließenden Ausgleichsrechnung, die bei der im allgemeinen nichtidealen Leistungsmessung erforderlich ist, werden die Werte der Kalibrierungskonstanten gefunden. Wider Erwarten ergab sich mit diesem Verfahren keine wesentliche Verbesserung der Meßgenauigkeit. Dies mag daran liegen, daß

zum einen die Fehler der Leistungsmessung nicht vollständig korrigiert werden konnten, zum anderen, daß der benutzte reflexionsfreie Abschluß nicht ideal war, sondern einen für Kalibrierungsmessungen zu hohen Reflexionsfaktor von ca. 0.01 hatte.

6. Schaltungen zur automatischen Anpassung

6.1 Darstellung der Transformationswege im Smith-Diagramm

Zum Verständnis der Arbeitsweise der im 4. Kapitel systemtheoretisch behandelten Transformatoren ist eine anschauliche Darstellung der einzelnen Transformations-schritte im Smith-Diagramm hilfreich. Dazu wird - zunächst für den E-H-Transformator - dessen Ersatzschaltbild (Bild 6.1) betrachtet, in dem die durch den H-Arm gebildete

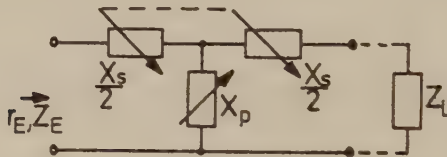


Bild 6.1: Ersatzschaltbild des E-H-Transformators

Parallelreaktanz mit X_p und die durch den E-Arm gebildete Serienreaktanz mit X_s bezeichnet ist. Eine Lastimpedanz Z_L kann durch geeignete Dimensionierung von X_s und X_p in zwei Schritten an den Feldwellenwiderstand Z_H der Hohlleitung angepaßt werden. Für den zunächst betrachteten Fall $(\operatorname{Re} Z_L)/Z_H < 1$ seien Z_L und der damit verbundene Reflexionsfaktor r_L im Smith-Diagramm durch den Punkt L und den zugehörigen Zeiger markiert (Bild 6.2). Bei Zuschaltung einer Serienreaktanz X_s wandert der Zeiger des Eingangsreflexionsfaktor r_E auf einem Kreis mit $(\operatorname{Re} Z_E)/Z_H = \text{konst.}$ Bei zunächst unwirksamer Parallelstichleitung muß

geeignete Wahl von X_s zunächst auf diesen transformiert (Schnittpunkt P_1 bzw. P_2 , Anpassung des Realteils von Z_L an Z_H). Durch richtige Einstellung von X_s erreicht Z_E auf dem Kreis $(\text{Re } Z_E)/Z_H = 1$ den Anpassungspunkt. Die Reihenfolge der Transformationsschritte ist in beiden Fällen umkehrbar, da die beiden Arme des E-H-Transformators unabhängig von einander einstellbar sind.

Die unterschiedliche Arbeitsweise des L-K-Transformators gegenüber dem E-H-Transformator wird schon bei einem Vergleich der in den Bildern 4.10 und 4.11 dargestellten Ortskurven deutlich. Sie soll auch anschaulich mit Hilfe des Smith-Diagramms erläutert werden. Dazu wird wieder vom Ersatzschaltbild des aus E-Arm (Serienreaktanz X_s) und Leitung veränderlicher Länge Δl gebildeten L-K-Transformator (Bild 6.3) ausgegangen. Bei einer Lastimpedanz Z_L kann für

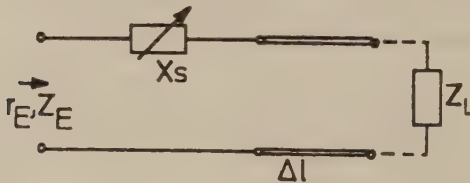


Bild 6.3: Ersatzschaltbild des L-K-Transformators

$X_s = 0$ mit der veränderlichen Leitungslänge Δl lediglich die Phase des Eingangsreflexionsfaktors r_E variiert werden. Im Smith-Diagramm hat man als Ortskurve von r_E in Abhängigkeit von Δl einen Kreis um den Anpassungspunkt mit dem Radius $|r_L|$ (Bild 6.4). Wählt man die Länge Δl so, daß die Schnittpunkte P_1 oder P_2 mit dem Kreis $(\text{Re } Z)/Z_H = 1$

erreicht werden, dann ist der Realteil von Z_L an Z_H angepaßt. Durch geeignete Einstellung der Serienreaktanz X_s kann die Anpassungstransformation auf diesem Kreis vervoll-

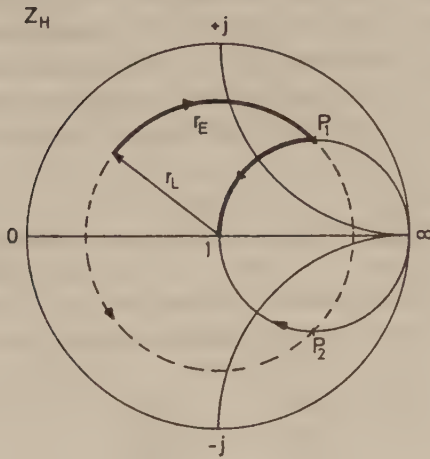


Bild 6.4: Transformationswege mit dem L-K-Transformators
in dem auf Z_H normierten Smith-Diagramm

ständig werden. Diese Vorgehensweise ist für alle Bereiche $|r_L| < 1$ möglich. Auch hier spielt die Reihenfolge, in der die Einstellungselemente X_s und Δl betätigt werden, keine Rolle.

6.2 Anpassungsschaltungen mit Messung des komplexen Reflexionsfaktors

Der prinzipielle Weg, eine Lastimpedanz Z_L durch eine geeignete Regelschaltung an den Generator anzupassen, besteht darin, den Lastreflexionsfaktor nach Betrag und Phase zu messen, um aus ihm über die Gleichungen (4.9) oder (4.17) den steuerbaren E-H- oder L-K-Transformator so einzustellen, daß in zwei Schritten entlang den in Abschnitt 6.1 skizzierten Transformationswegen die Anpassung erreicht wird.

Dieses Konzept wurde mit zwei Schaltungsvarianten verwirklicht, die sich nur durch die Art der Reflexionsfaktorbestimmung unterscheiden. In der einen Schaltung (Bild 6.5) wurde ein Netzwerkanalysator benutzt,

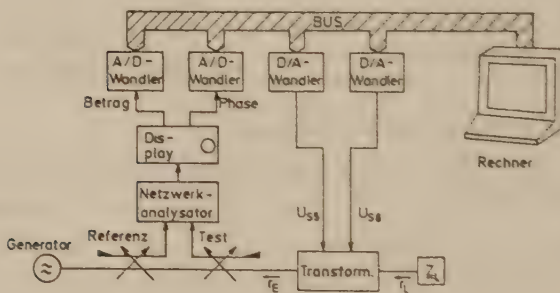


Bild 6.5: Blockschaltbild der Anpassungsschaltung mit dem Netzwerkanalysator

um zunächst einmal eine genaue Messung des komplexen Reflexionsfaktors zu gewährleisten, in der anderen das in Abschnitt 5.3.2 beschriebene 6-Tor, das im Aufbau bedeutend einfacher zu realisieren ist (Bild 6.6). Allerdings dauert die Reflexionsfaktormessung etwas länger und erreicht, wie in Abschnitt 5.3.2 beschrieben, nicht die Genauigkeit des Netzwerkanalysators. Eine genaue Bestimmung des Lastreflexionsfaktors r_L über die Messung des Eingangsreflexionsfaktors r_E ist nur dann möglich, wenn der Transformator unwirksam ist, wenn also unter der Voraussetzung seiner Verlustfreiheit $S_{22} = 0$ ist (s. Gl.2.1). Daher konnte hier nur der E-H-Transformator verwendet werden, weil bei dem L-K-Transformator die Einstellung von $S_{22} = 0$ (sog. "Grundzustand") nicht möglich ist. Als

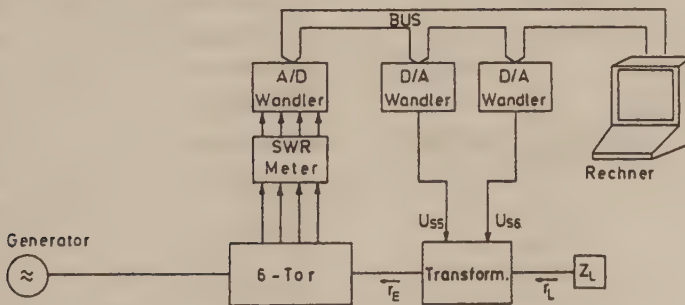


Bild 6.6: Blockschaltbild der Anpassungsschaltung mit dem 6-Tor

digitaler Regler wurde in beiden Schaltungen ein Kleinrechner (Kontron PSI980) eingesetzt, dessen A/D- und D/A-Wandler mit einer Auflösung von 12bit eine ausreichende

Genauigkeit zuließ. Bei der Erprobung der beiden Schaltungen zeigte sich, daß durch die Einstellung der Abstimmeelemente

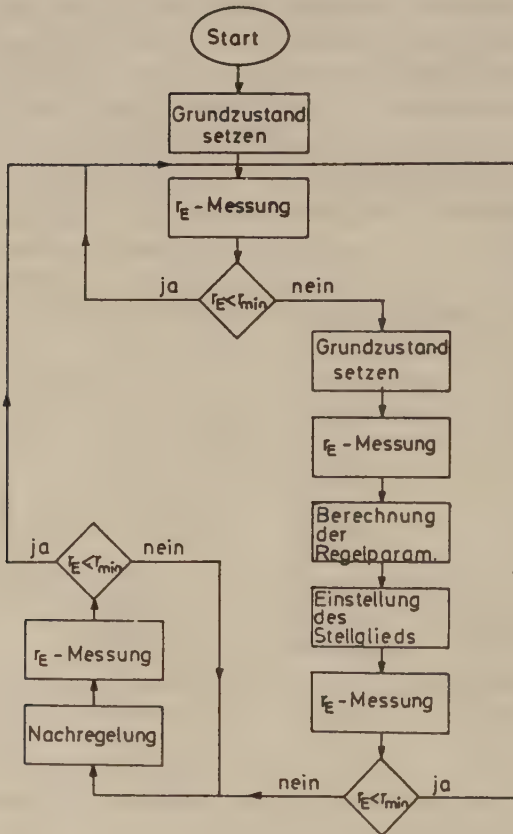


Bild 6.7: Flußdiagramm des Regelprogramms

nach den aus der Messung von r_L berechneten Werten von $\Delta\phi_{ss}$ und $\Delta\phi_{ss}$ nur in den seltensten Fällen eine Anpassung mit $r_E \approx 0$ zustande kam. Dies konnte bei der Zahl der möglichen Fehlerquellen - Einstellungenauigkeit des Transformators, Fehler des Meßglieds, Verfälschung des Eingangsreflexionsfaktors r_E durch die Einfügungsdämpfung des Transformators, Drift der Regelelektronik der Ferritphasenschieber - kaum verwundern. In vielen Fällen lag der gemessene Eingangsreflexionsfaktor $r_E \leq 0.1$, was in der Praxis vollkommen ausreicht. Daher wurde der Wert $r_{E,min} = 0.1$ als obere Schranke für den Anpassungskreis für die hier entwickelte Anpassungsautomatik gewählt. Für den Fall, daß $r_E > r_{E,min}$ bleibt, wird eine Nachregelung notwendig. Diese ändert die Einstellungen der Ferritphasenschieber in kleinen Schritten so, daß durch diesen Suchprozeß das Minimum $r_E < r_{E,min}$ gefunden wird. Das Flußdiagramm des Regelprogramms in Bild 6.7 zeigt den Ablauf der Transformation für beide Schaltungen.

Die Dauer für eine Anpassungstransformation mit beiden Schaltungen wird durch eine Reihe von Zeitfaktoren bestimmt, nämlich:

- t_0 : Zeit zur Einstellung des Grundzustandes
- t_M : Zeit zur Erfassung der Meßdaten
- t_V : Zeit zur Meßdatenkorrektur und zur Berechnung des Reflexionsfaktors
- t_E : Entscheidungszeit und Zeit zur Berechnung der Regelparameter
- t_{Ph} : Einstellzeit des Phasenschiebers

Für die in Abschnitt 6.1. beschriebene und nach dem Flußdiagramm in Bild 6.7 verlaufende Anpassungs-

transformation ergibt sich die Gesamtzeit zu

$$t_{ges} = t_g + t_m + t_v + t_E + 2t_{ph} . \quad (6.1)$$

Für die Schaltung mit dem Netzwerkanalysator sind hauptsächlich die Zeiten t_E und t_{ph} von Bedeutung, t_m und t_v gegen diese vernachlässigbar. Mit $t_E \approx 3ms$ und $t_{ph} \approx 1ms$ beträgt unter Berücksichtigung, daß vor jeder Neuregelung der Transformator in den Grundzustand $S_{12} = 0$ gesetzt werden muß ($t_g = 2t_{ph}$), daher die Gesamtzeit t_{ges} mindestens ca. 7ms. Bei Benutzung der Sechstorschaltung hat t_v wegen des numerischen Aufwands bei der Verarbeitung der Meßdaten entscheidenden Einfluß auf die Regeldauer. Sie beträgt 4ms, so daß nun für einen Anpassungsvorgang eine Gesamtzeit in der Größenordnung von ca. 11ms benötigt wird. In der Praxis fallen diese Gesamtzeiten durch die notwendige Nachregelung und Kontrollmessungen des Reflexionsfaktors deutlich höher aus.

Bei Testläufen mit Lastreflexionsfaktoren, die statistisch im Gebiet der komplexen r -Ebene mit $|r_L| \leq 0.9$ verteilt wurden, zeigte sich, daß bei der Schaltung mit dem Netzwerkanalysator eine Nachregelung nicht so häufig notwendig wurde wie bei der mit dem 6-Tor. Erklärt kann dies werden durch die genauere Reflexionsfaktormessung mit dem Netzwerkanalysator. Die Tabelle 6.1 gibt Aufschluß über die mittlere Zahl der benötigten Regelschritte und die dadurch bedingte mittlere Zeitdauer für eine Anpassungstransformation auf $r_E < 0.1$ mit beiden Schaltungen. Aus ihr geht hervor, daß auch schon nach dem ersten, berechneten Transformationsschritt der Eingangsex-reflexionsfaktor r_E in den meisten Fällen unter 0.25 lag.

Tabelle 6.1: Vergleich der beiden Anpassungsschaltungen

r Messung	mit dem Netzwerkanalysator	nach der 6-Tor-Methode
$ r_E < 0.1$ im ersten Schritt	45%	27%
$ r_E < 0.25$ im ersten Schritt	95%	89%
mittlere Zahl der Schritte z. Korrektur auf $ r_E < 0.1$	3	6
dafür erforderliche mittlere Regeldauer	19ms	42ms

6.3 Anpassungsschaltungen mit Amplitudenkriterium

Ermittelt das Meßglied nur den Betrag des Eingangsreflexionsfaktors r_E ("Amplitudenkriterium"), dann liefern die Bestimmungsgleichungen (4.9) oder (4.17) mangels fehlender Phaseninformation nicht mehr die für eine gezielte Ansteuerung der Transformatoren erforderlichen Werte, und eine Anpassungstransformation in einem oder wenigen Schritten wie oben ist daher nicht mehr möglich. Wie in Abschnitt 2.2 bereits erläutert, muß in diesem Fall eine Suchstrategie eingesetzt werden. Dabei werden im einfachsten Fall die beiden Abstimmeelemente des Transformators abwechselnd in kleinen Schritten verändert. Zunächst wird mit einem Abstimmeelement versucht, $|r_E|$ schrittweise zu reduzieren. Wird durch einen solchen Testschritt der Betrag von r_E reduziert, wird dieser solange wiederholt, bis ein minimaler Wert erreicht ist. Dann wird das gleiche Verfahren mit dem zweiten Abstimmeelement wiederholt, u. u. bis $|r_E|$

schließlich unter dem festgelegten Grenzwert $|r_{E, \min}|$ liegt. Zwei Maßnahmen können den Ablauf dieses Vorgangs beschleunigen: die dynamische Schrittweitereinstellung und eine programmierte Lernfähigkeit des Regelkreises. Im ersten Fall stellt der Regler nach jedem Schritt die Weite seiner Testschritte entweder proportional zum aktuell gemessenen Reflexionsfaktorbetrag oder in Abhängigkeit der differentiellen Änderung des Betrages neu ein. Damit ist sichergestellt, daß zum einen für $|r_E| \approx 1$ der Betrag durch große Schritte schnell verkleinert wird, zum anderen für kleine $|r_E|$ die Transformation nicht über den Anpassungspunkt "hinausrutscht". Diese Vorgehensweise erfordert offensichtlich eine größere Zahl von Transformationsschritten und scheint damit unter dem Gesichtspunkt der Einstellschnelligkeit nicht sehr vorteilhaft zu sein.

Daher sollte für die Konzipierung eines lernfähigen Regelsystems die Arbeitsweise des verwendeten Transformators ausgenützt werden. Aus der Wirkung eines oder mehrerer Testschritte kann man nämlich auf den Zustand der Regelstrecke schließen, so daß mit diesem Wissen die Regelung entsprechend ausgerichtet und damit beschleunigt werden kann (selbstoptimierende adaptive Regelung).

Dieses Verfahren soll für den L-K-Transformator erläutert werden. Bei gegebener Lastimpedanz Z_L sind die beiden Fälle $(\operatorname{Re} Z_L)/Z_N \lesssim 1$ zu unterscheiden (I u. II in Bild 6.8). In Abhängigkeit von der Serienreaktanz X_s (s. Bild 6.3) erhält man als Ortskurven für den Eingangsreflexionsfaktor r_E jeweils einen Kreis mit $(\operatorname{Re} Z_L)/Z_N = \text{const.}$ Das Minimum von r_E liegt dabei in beiden Fällen auf der reellen Achse im

herstellen. Im Mittel benötigt man also nach Auffindung des Minimums nur noch vier Schritte, um in den Anpassungspunkt zu gelangen. Das Flußdiagramm für ein Regelprogramm nach diesem Konzept zeigt Bild 6.9. Für eine eventuell notwendig werdende Korrektur wird auch hier eine sogenannte Nachregelung in das Programm aufgenommen.

Das beschriebene Verfahren läßt sich auch mit dem E-H-Tuner verwirklichen, wegen der prinzipiellen Gleichheit soll darauf nicht näher eingegangen werden.

Dieses lernfähige Regelkonzept wurde in einer Computersimulation mit dem Verfahren der bloßen eingangs beschriebenen Suchstrategie verglichen. Dabei wurden die Bauelemente als ideal angenommen. Die Ergebnisse für eine Vielzahl verschiedener Lastimpedanzen Z_L sind in der Tabelle 6.2 zusammengefaßt. Je größer der Betrag des Lastreflexionsfaktors ist, um so deutlicher sind die Vorteile des lernfähigen Systems.

Tabelle 6.2: Ergebnisse der Computersimulation

Verfahren	Anzahl der benötigten Schritte bei		
	$ r_L < 0.4$	$ r_L < 0.6$	$ r_L < 0.9$
Suchstrategie	7	12	18
lernfähiges Syst.	6	8	10

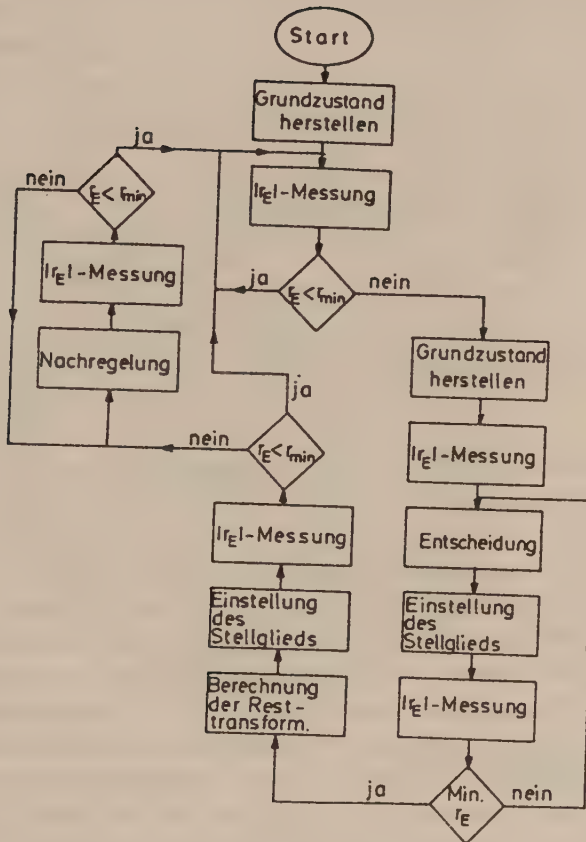


Bild 6.9: Flußdiagramm des Regelprogramms mit selbstoptimierender Adaption

Eine automatische Anpassungsschaltung nach den beiden Regelverfahren wurde mit einem Reflektometer zur Reflexionsfaktorbestimmung (Abschn. 5.3.1) und einem L-K-Transformator (Abschn. 4.2) als Stellglied realisiert (Bild 6.10). Die Einstellgenauigkeit des L-K-Transformators

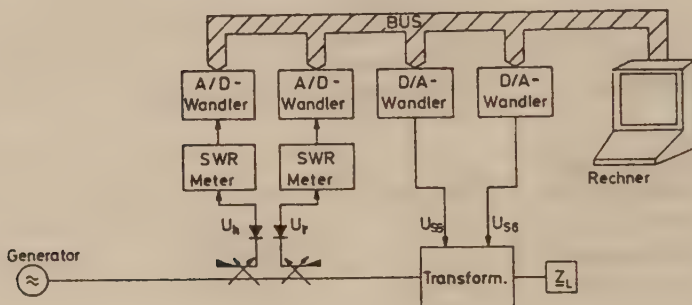
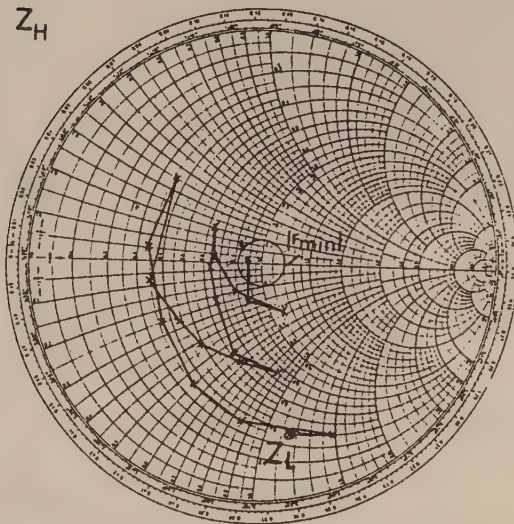


Bild 6.10: Blockschaltbild der Anpassungsschaltung mit $|r_E|$ -Messung

erwies sich für dieses Verfahren als ausreichend. Als digitaler Regler wurde hier wie beim Verfahren in Abschnitt 6.2 der Kleinrechner PSI980 eingesetzt. Sowohl die reine Suchstrategie als auch das lernfähige System erbrachten gegenüber der Simulation eine etwas höhere Schrittezah (Tabelle 6.3). Daraus ergab sich für die reine Suchstrategie eine mittlere Regeldauer von ca. 82ms, für das lernfähige System ca. 47ms. Letzteres zeigte wie in der Simulation insbesondere wieder für größere Lastreflexionsfaktor beträge eine deutlich schnellere Konvergenz. In den Bildern 6.11 und 6.12 sind exemplarisch für eine feste Lastimpedanz die

Tabelle 6.3: Ergebnisse der Testläufe

Verfahren	Anzahl der benötigten Schritte bei		
	$ r_L < 0.4$	$ r_L < 0.6$	$ r_L < 0.9$
Suchstrategie	8	17	25
lernfähiges Syst.	6	9	13



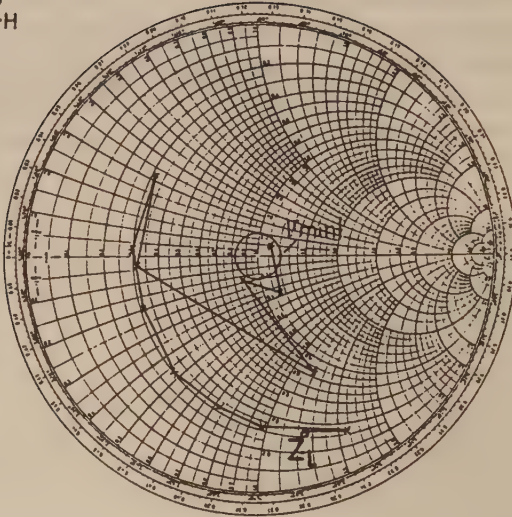
$$\frac{Z_L}{Z_H} = 0.375 - j1.15$$

$$r_L = 0.75 e^{-j78^\circ}$$

Bild 6.11: Aufgezeichnete Transformationswege mit Suchstrategie

Transformationswege im Smith-Diagramm für beide Verfahren wiedergegeben. Sie wurden durch einen vor dem Reflektometer in die Leitung eingeschalteten Netzwerkanalysator gewonnen.

Z_H



$$\frac{Z_L}{Z_H} = 0.35 - j1.25$$

$$\Gamma_L = 0.8 e^{j75^\circ}$$

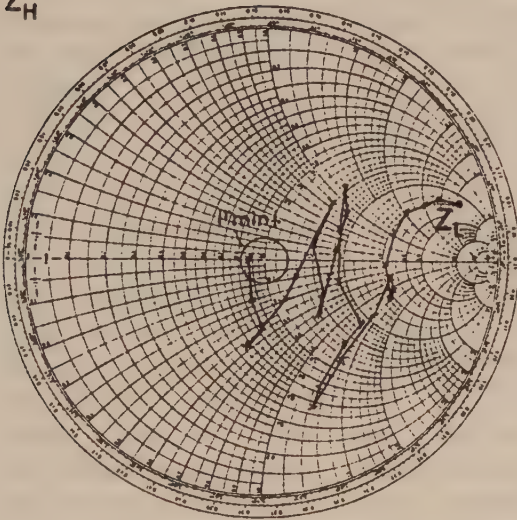
Bild 6.12: Aufgezeichnete Transformationswege mit lernfähigem System

6.4 Anpassungsschaltung mit minimalem Aufwand

Die Vorgehensweise nach Abschnitt 6.2 ist elegant und schnell, setzt allerdings nicht nur einen beträchtlichen Aufwand bei der Reflexionsfaktormessung sondern auch hohe Anforderungen an die Einstellgenauigkeit der benutzten Transformatoren voraus. Auch für die in Abschnitt 6.3 beschriebene benutzte schnell konvergierende Methode werden zur Einstellung definierter Transformationsschritte genau einstellbare Phasenschieber gebraucht. In wieweit diese in einem System mit minimalem Aufwand verzichtbar sind, wird im folgenden untersucht. Verwendet wurde ein Reflektometer zur

Messung des Reflexionsfaktorbetrages und ein L-K-Transformator, jetzt mit unregelmäßigem Ferritphasenschiebern, bei denen sich die Phase wegen der Hysterese nicht mehr eindeutig einstellen läßt.

Z_H



$$\frac{Z_L}{Z_H} = 2.0 + j5.5$$

$$\Gamma_L = 0.85 e^{j18^\circ}$$

Bild 6.13: Transformationsweg nach Minimalverfahren

Zur Regelung konnte wiederum nur eine reine Suchstrategie eingesetzt werden. Als digitaler Regler wurde ein eigens hierfür entwickelter 8bit-Mikrorechner verwendet [62]. Bild 6.13 zeigt den typischen Verlauf eines mit dieser Schaltung erzielten Transformationsweges [63]. Im Schnitt werden jetzt ca. 20 - 30 Schritte bis zur Anpassung benötigt. Da die Einstellzeit der Ferritphasenschieber ohne die elektronische Regelung ca. 7ms beträgt, ergeben sich als maximale Gesamtzeit für die Anpassung ca. 0.5 s. Immerhin ist dieses

Minimalsystem damit noch deutlich schneller als bekannte, mechanisch arbeitende Verfahren [9],[64].

7. Zusammenfassung

Grundlage für die Realisierung von automatischen, elektronisch arbeitenden Schaltungen zur Impedanzanpassung im Mikrowellenbereich bilden abstimmbare, verlustarme Transformatoren mit einem möglichst großen nutzbaren Transformationsbereich. Zwei Transformatortypen für das X-Band, ein E-H- und ein L-K-Transformator mit analog einstellbaren Reggia-Spencer-Phasenschiebern, wurden in dieser Arbeit entwickelt. Dieser Ferritphasenschiebertyp liefert zum einen schon bei kleinen statischen Magnetfeldern große Phasenänderungen und weist wegen seiner Konstruktion und des hier benutzten YIG-Materials eine sehr geringe Durchgangsdämpfung von nur ca. 0.3dB auf. Allerdings läßt er in seiner bisherigen Ausführung wegen der mit der Magnetisierung des Ferrits verbundenen Hysterese eine genaue Einstellung der Phase nicht zu, die Fehler können $\pm 10^\circ$ und mehr betragen. Um daher bei der hier beabsichtigten Anwendung eine präzise Nachstimmung der Transformatoren zu erreichen, wurde ein neues Verfahren zur Einstellung der Phase erfunden, mit dem eine Genauigkeit von $\pm 1^\circ$ erzielt werden konnte.

Mehrere Vorschläge zur Realisierung von elektronisch arbeitenden Anpassungsschaltungen wurden gemacht. Sie unterscheiden sich hinsichtlich Abgleichgeschwindigkeit, Genauigkeit und technischem Aufwand. Es zeigt sich, daß sowohl das Verfahren mit dem Sechs-Tor als auch das lernfähige System (Anpassungsschaltung mit Amplitudenkriterium) lediglich um den Faktor zwei langsamer sind als bei Verwendung eines Netzwerkanalysators und damit eine kostengünstige Alternative darstellen. Insbesondere könnte bei der Sechstormethode mit einem schnelleren Rechner

die Verarbeitungszeit der Meßdaten erheblich verkürzt werden, wodurch die Regelung wegen der geringeren Regelschrittzahl erheblich schneller wird. Zeitbegrenzende Glieder der Regelschaltung werden dann die Ferritphasenschieber. Deren Schaltzeiten lassen sich durch den Einsatz von metallisierten Kunststoffhohlleitungen noch um Größenordnungen reduzieren.

Welchem Verfahren im speziellen Anwendungsfall der Vorzug gegeben werden soll, muß im Einzelfall geprüft werden. Ist der Faktor Schnelligkeit nicht wichtig, so gewinnt das System mit minimalem Aufwand an Bedeutung. Für viele Anwendungen im industriellen Bereich, z. B. bei der Wärmeerzeugung mit Mikrowellen, wird eine Regeldauer von einer halben Sekunde ausreichend sein. Bei Nachrichtenverbindungen über Satelliten wird man die schnelleren Verfahren einsetzen, wobei allerdings noch die entstehenden Gewichts- und Raumprobleme zu prüfen wären.

8. Literaturverzeichnis

- [1] Megla, G.
Dezimeterwellentechnik, Berlin, 1962
- [2] Osepchuk, J.M.,
A History of Microwave Heating Applications,
IEEE Trans., 1984, MTT-32, 1200-1223
- [3] Stuchly, M.A., Stuchly, S.S.,
Industrial, Scientific, Medical and Domestic
Applications of Microwaves, IEE Proc. A, 1983,
Vol.130, 467-503
- [4] Bethke, K.-H., Edenhofer, P.,
Nichtlineare Plasmarückwirkung auf die Antennen-
impedanz bei Satelliten mit hoher Sendeleistung,
BMFT-FB-W84-053, 1984
- [5] Schwarz, H.F., Bosisio, R.G., Wertheimer, M., Conderc, D.,
Microwave Curing of Synthetic rubbers, Journal of
Microwave Power, 1973, 8, 303 -322
- [6] Guy, A.W., Lehmann, J.F., Storebridge, J.B.,
Therapeutic Applications of Electromagnetic Power,
Proc. IEEE, 1974, 55, 55-75
- [7] Hand, J.W.,
Electromagnetic Techniques in Canar Therapy by
Hyperthermia, IEE Proc., 1981, 128, 593-601
- [8] Carr, K.L., El-Mahdi, A.M., Shaeffer, J.

- Dual-Mode Microwave Systems to enhance early
Detection of Canar, IEEE Trans., 1981, MTT-29,
256-260
- [9] Van Koughnett, A.L., Wyslouzil, W.
An Automatic Tuner for Resonant Microwave Heating
Systems, Journal of Microwave Power, 1971, 6, 25-30
- [10] Naumann, G.,
Über die Möglichkeit der automatischen
Impedanztransformation bei Mikrowellenerwärmungs-
anlagen, Dissertation, 1981, Universität Hannover
- [11] Boerner, W.M., Chaudhuri, S.K.,
Design of Automated Microwave Tuners, AEU, 1974
28, 358-362
- [12] Geißler, R.,
Rechnergestützter E-H-Tuner, Mikrowellenmagazin,
1983, 9, 665-668
- [13] Brand, H.
Schaltungslehre linearer Mikrowellennetzwerke, Verlag
S. Hirzel, Stuttgart, 1970
- [14] Unbehauen, H.,
Regelungstechnik III, Friedr. Vieweg & Sohn Verlag,
Braunschweig, 1985
- [15] Weber, W.,
Adaptive Regelungssysteme II, Oldenbourg Verlag,
München, 1971

- [16] Bellmann, R.
Dynamische Programmierung und selbstanpassende Regel-
prozesse, München, R. Oldenbourg Verlag, 1967
- [17] Scharfmann, H.,
Three New Ferrite Phase Shifters, Proc. IRE, 1956, 44,
1456 - 1459
- [18] Garver, R. V.,
360 Varactor Linear Phase Modulator, IEEE Trans,
MTT-17, 1969, 137 - 146
- [19] Ulriksson, B.,
Continuos Varactor-Diode-Phaseshifter with optimized
Frequency Resonance, IEEE Trans., MTT-27, 1979, 650 -
654
- [20] White, J. F.,
Diode Phase Shifters for Array Antennas, IEEE Trans.,
MTT-22, 1974, 658 - 674
- [21] Hamilton, Colin,
Low Loss High Power PIN-Diode Phase Shifters in
X-Band Waveguide, NTZ 28 (1975), 322-326
- [22] Mansky, L.,
Broadband Phased Array Antennas, Microwave Journal,
1984, 159 - 169
- [23] Metaxas, A. C., Meredith, R. J.,
Industrial Microwave Heating, Peter Peregrinus Ltd,
London, 1983

- [24] Rosenberg, R.,
Satellite and Space Technology, Datenblätter,
Mikrowellenmagazin, Vol. 11, 1985, 209 - 211

- [25] Rosenberg, R.,
Satellite and Space Technology, Datenblätter,
Mikrowellenmagazin, Vol. 12, 1986, 81 - 84

- [26] Reggia, F., Spencer, E.G.
A New Technique in Ferrite Phase Shifting for Beam
Scanning of Microwave Antennas, Proc. IRE, 45, 1957,
1510 - 1517

- [27] Ince, W.J., Stern, E.
Nonreciprocal Remanence Phase Shifters in Rectangular
Waveguide, IEEE Trans., MTT-15, 1967, 87 - 95

- [28] Goodrich, H.C., Tonsic, R.
Flux feedback boosts accuracy of phased array radar
systems, Electronics, Vol. 43, 1970, 77 - 80

- [29] Boyd, C.R.
A dual-mode latching reciprocal ferrite phase shifter,
IEEE Trans, MTT-18, 1970, 1119 - 1124

- [30] Polder, D.
On the theory of ferromagnetic resonance, Phil.Mag.,
vol. 40, 1949, 99 - 115

- [31] Rado, G.T.
On the Electromagnetic characterization of ferro-
magnetic media, IRE Trans, 1956, AP-4, 512 - 525

- [32] Le Craw, R.C., Spencer, E.G.
Tensor permeabilities of ferrites below magnetic saturation, IRE Conv. Record Pt.5, 1956, 66
- [33] Green, J., Sanday, F.
Microwave Characterization of Partially Magnetized Ferrites, IEEE Trans, 1974, MTT - 22, 641 - 645
- [34] Igarashi, M., Naito, Y.
Tensor Permeability of Partially Magnetized Ferrites, IEEE Trans., 1977, MAG - 13, 1664 - 1668
- [35] Igarashi, M., Naito, Y.
Parallel Component μ_z of Partially Magnetized Microwave Ferrites, G-MTT Symposia, 1980, 229 - 231
- [36] Schlömann, E.
Microwave behavior of partially magnetized ferrites, J.Appl.Phys., 1970, 41, 204 - 214
- [37] Fünfzig, G.
Untersuchungen an magnetisch ungesättigten polykristallinen Ferriten im Mikrowellenbereich, Dissertation, RWTH Aachen, 1972
- [38] Weiss, J.A.
A phenomenological Theory of the Reggia-Spencer Phase Shifter, Proc. IRE, Vol. 47, 1959, 1130 - 1137
- [39] V. Aulock, W.H.,
Theory of linear ferrite devices for microwave applications, J.Appl.Phys., 37, 1966, 939 - 946

- [40] Button, K.J., Lax, B.
Perturbation theory of the reciprocal ferrite phase shifter, Proc.IEE, Vol 109B, 21, 1962, 56 - 58
- [41] Boyd, C.R.
A coupled-mode description of the Reggia-Spencer phase shifter, G-MTT International Microwave Symp. Digest, 1966, 250 - 253
- [42] Severin, H.
Zylindrische Oberflächenwellenleitungen,
Technische Mitteilungen PTT, 1968, 442 - 453
- [43] Vartanian, P.H.
Propagation in dielectric slab loaded rectangular waveguide, IRE Trans., MTT-6, 1958, 215 - 222
- [44] Boyd, C.R.
A Network Model for Transmission Lines with Gyromagnetic Coupling, IEEE Trans., MTT-13, 1965, 652 - 662
- [45] Weiß, H.
Physik und Anwendung galvanomagnetischer Bauelemente, Braunschweig, 1969
- [46] Kölzer, P.
Precise control of Reggia-Spencer phase shifter, Electronics Letters, 1985, 21, 868 - 870
- [47] Sedelmaier, S.
Ein schneller Ferritphasenschieber zur Steuerung eines Resonators bei 35 GHz, Frequenz, 19(1965), 348 - 352

- [48] Brand, H.
Der Doppel-T-Anpassungstransformator, A&U, 18,
1964, 204-210
- [49] Börner, W.M., Chandhuri, S.V.
Transformation Properties of Lossless 4-Port Micro-
wave Junctions, A&U, 28, 1974, 215-222
- [50] Kölzer, P.
Ein elektronisch arbeitender E-H-Tuner im X-Band,
Kleinheubacher Berichte, 29(1986), 609 - 615
- [51] Schiek, B.
Meßsysteme der Hochfrequenztechnik,
Heidelberg 1984
- [52] Hackborn, R.
An Automatic Network Analyzer System, Microwave
Journal, 11(1968), 45 - 52
- [53] Gärtner, U., Schiek, B.
Homodyne Network Analysis by a Digital Triple Phase
Modulation and Baseband Sampling Technique,
IEEE Trans., IM-34, 1985, 217 - 220
- [54] Engen, G.F.
The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network
Analyser, IEEE Trans., MTT-25, 1977, 1075-1080
- [55] Kohl, W.
Impedanzmessung bei Millimeterwellen mit einer
einfachen Sechstor-Schaltung, ntz Archiv, 2 (1980),
95 - 99

- [56] Cronson, H.M., Susman, L.
A New Calibration Technique for Automated Broadband
Microwave Measurements, Proc. 6th Europ. Microwave
Conf., Rome, 1976, 205 - 209
- [57] Engen, G.F.
Calibrating the Six-Port Reflectometer by Means of
Sliding Terminations, IEEE Trans., MTT-26, 1978,
951 - 957
- [58] Hoer, C.A., Roe, K.C.
Measuring and minimizing diode detector nonlinearity,
Trans. IEEE, IM-25, 1976, 324 - 328
- [59] Holt, D.R., Hoer, C.S.
Estimation of True Power Ratios in Six-Port Network
Analyzers Using Diode Detectors
IEEE Trans., IM-34, 1985, 558 - 563
- [60] Gotthardt, E.
Einführung in die Ausgleichsrechnung, Karlsruhe 1968
- [61] Dobrowolski, J.A., Bridges, E., Shafai, L.
A Calibration Method for a Six-Port Reflectometer
which Minimizes the Effect of Power Measurement
Errors, IEEE MTT-S, Int. Microwave Symp. Digest,
San Francisco, 1984
- [62] Lang, J.
Aufbau eines Mikrorechners zur Regelung eines
elektronisch arbeitenden Anpassungssystems im X-Band,
Diplomarbeit, Bochum, 1984

[63] Ködderitzsch, J.

Mikroprozessorgesteuerte Anpassungsschaltung

Diplomarbeit, Bochum, 1984

[64] Naumann, G.

Wirkungsgradverbesserung bei Mikrowellenerwärmungs-
anlagen durch Automatisches Anpassen

Mikrowellenmagazin, Vol.7, 1981, 151-154

9. Anhang

Funktion F in Gl.(3.7) für den "Koppelfaktor" (Abschnitt 3.3)

Der im Ausdruck für den Koppelfaktor ξ in Abschnitt 3.3 verwendete Faktor F (S.21) hat nach BOYD [44] folgende Form:

$$F = \frac{\sqrt{8} \pi}{(D_1 D_2)^{1/2}} \left[\frac{\sin(k_{xf} - k_{xf}') (c/2)}{(k_{xf} - k_{xf}') (c/2)} + \frac{\sin(k_{xf} + k_{xf}') (c/2)}{(k_{xf} + k_{xf}') (c/2)} \right]$$

mit

$$D_1 = \left[1 + \frac{\sin(k_{xf} c)}{k_{xf} c} \right] + [(a-c)/c] \frac{\mu_{eff}}{\mu} \cos^2[k_{xf} (c/2)]$$

$$\left[\frac{1}{\sin^2(k_{xo} [(a-c)/2])} - \frac{\cot(k_{xo} [(a-c)/2])}{k_{xo} [(a-c)/2]} \right]$$

$$D_2 = \left[1 + \frac{\sin(k_{xf}' c)}{k_{xf}' c} \right] + [(a-c)/c] \frac{\epsilon_r}{\mu} \cos^2[k_{xf}' (c/2)]$$

$$\left[\frac{1}{\cos^2(k_{xo}' [(a-c)/2])} + \frac{\tan(k_{xo}' [(a-c)/2])}{k_{xo}' [(a-c)/2]} \right]$$

k_{xo} : Separationskonstante der TE_{10} -Welle in Luft

k_{xo}' : Separationskonstante der LSM_{11} -Welle in Luft

k_{xf} : Separationskonstante der TE_{10} -Welle im Ferrit

k_{xf}' : Separationskonstante der LSM_{11} -Welle im Ferrit

$$\mu_{eff} = \frac{\mu^2 - x^2}{\mu}$$

a, c, d können Bild 3.2 entnommen werden

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum. Herrn Prof. Dr. Hans Severin gilt mein besonderer Dank für die Anregung des Themas, die Förderung der Arbeit und das stete Interesse an ihrem Fortgang.

Herrn Prof. Dr. Florian Haberey danke ich für die Übernahme des Korreferats.

Den Herren Heinz-Günther Hagedorn, Jürgen Ködderitzsch und Johannes Lang danke ich für ihre Mitarbeit im Rahmen ihrer Studien- und Diplomarbeiten.

Lebenslauf

Personalien

Name Peter Kölzer
Geburt 3.7.55 in Neuwied/Rhein

Schul Ausbildung

1962 - 1966 Volksschule in Wuppertal
1966 - 1975 Gymnasium in Wuppertal
Mai 1975 Reifeprüfung

Studium

WS 1975/76 - SS 1981 Studium der Elektrotechnik an
der Ruhr-Universität Bochum
Juli 1981 Diplom

Berufstätigkeit

1.12.1981 -
31.10.1986 Wissenschaftlicher Mitarbeiter
am Institut für Hoch- und
Höchstfrequenztechnik an
der Ruhr-Universität Bochum
seit 1.1.1987 Entwicklungsingenieur bei der
Standard Elektrik Lorenz AG,
Stuttgart

